

# Trabajo Fin de Grado

## Grado en Ingeniería Aeroespacial

### Análisis experimental y modelado del comportamiento no lineal de inductores por efecto de la saturación magnética

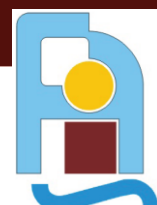
Autora: Laura Terroba Martín

Tutor/publicador: Gabriel Cano Gómez

Tutor externo: Álvaro De Jesús Ojeda Rodríguez

**Dpto. Física Aplicada III**  
**Escuela Técnica Superior de Ingeniería**  
**Universidad de Sevilla**

Sevilla, 2024





Proyecto Fin de Grado  
Grado en Ingeniería Aeroespacial

# **Análisis experimental y modelado del comportamiento no lineal de inductores por efecto de la saturación magnética**

Autora:  
Laura Terroba Martín

Tutor:  
Gabriel Cano Gómez  
Profesor titular

Tutor externo:  
Álvaro De Jesús Ojeda Rodríguez

Dpto. de Física Aplicada III  
Escuela Técnica Superior de Ingeniería  
Universidad de Sevilla  
Sevilla, 2024



Proyecto Fin de Grado: Análisis experimental y modelado del comportamiento no lineal de inductores por efecto de la saturación magnética

Autor: Laura Terroba Martín  
Tutor: Gabriel Cano Gómez  
Tutor externo: Álvaro De Jesús Ojeda Rodríguez

El tribunal nombrado para juzgar el Proyecto arriba indicado, compuesto por los siguientes miembros:

Presidente:

Vocales:

Secretario:

Acuerdan otorgarle la calificación de:

Sevilla, 2024

El Secretario del Tribunal



*A mis abuelos*





# Agradecimientos

---

Llegar a este punto, convertirme en ingeniera aeroespacial, ha sido la etapa más importante de mi vida y, sin duda, en la que más me he retado y superado de maneras que nunca imaginé posibles. Con este trabajo, se cierra un objetivo y un sueño que comenzó hace tanto tiempo que ni la memoria alcanza.

A mis padres y a mi hermana, quiero agradecerles haberme apoyado incondicionalmente en este camino tan abrupto. Gracias por darme la oportunidad de volar en todos los sentidos, por confiar ciegamente en mis sueños y apostar por mis ambiciones sin dudar.

A mi tutor Gabri, quiero agradecerle su paciencia infinita al explicarme conceptos tan complejos, su pasión por la enseñanza y por transmitir sus amplios conocimientos con tanto entusiasmo. Gracias por ser tan humano, respetar y apoyar mis tiempos. Has sido el mejor profesor que he tenido en la Escuela, contigo aprobé mi primer examen y contigo acabo esta etapa.

Quiero agradecer también a quienes he conocido gracias a estos años y a quienes han estado siempre, en especial a mis amigas, por apoyarme en mis desilusiones y ser una parte tan importante de todo el proceso. Los mejores recuerdos que me llevo de este edificio, sin duda, no son los conocimientos adquiridos, sino los momentos compartidos con vosotros, que han hecho el camino más llevadero.

En especial, quiero agradecer a Joaquín por darme paz en los peores momentos, por no faltar nunca, por ver luz en mí y por creer en mis capacidades, celebrando mis méritos como si fueran sus propias victorias. No puedo imaginar haber llegado hasta aquí sin ti.

Finalmente, a mi abuelo Pablo, porque sus enseñanzas siempre han estado presentes en mi vida. Él, que sin tener un título y habiendo sido carpintero, fue el mejor ingeniero que he conocido, y ha sido y será siempre mi referente. Abuelo, hoy cumplo mi promesa.

*Laura Terroba Martín  
Sevilla, 2024*



# Resumen

---

El diseño y la optimización de los sistemas electrónicos de potencia, especialmente en aplicaciones aeronáuticas, dependen en gran medida de las herramientas de simulación para garantizar un rendimiento fiable en diversas condiciones. Estos sistemas incorporan dispositivos magnéticos como inductores, transformadores y chokes que, aunque inicialmente exhiben un comportamiento lineal, a menudo muestran una no linealidad significativa debido a la saturación magnética. Este fenómeno es especialmente crítico en condiciones normales de operación, donde los materiales magnéticos (núcleos ferromagnéticos o de ferrita) alcanzan la saturación, afectando al rendimiento general del sistema.

Este estudio tiene como objetivo desarrollar un procedimiento de análisis experimental para obtener un modelo heurístico que modele con precisión el comportamiento no lineal real de estos dispositivos inductores. La metodología incluye experimentos detallados para medir las variaciones de inductancia de los inductores con respecto a la intensidad de la corriente eléctrica para diferentes geometrías y frecuencias.

Partiendo de un modelo teórico para la evolución de la inductancia normalizada con la intensidad, se hace uso de un algoritmo en MATLAB para el ajuste del mismo a los datos experimentales. Los resultados obtenidos se ajustan de manera satisfactoria a los datos recopilados. A partir de este ajuste, es posible predecir el comportamiento de la bobina en la región de funcionamiento no lineal con una precisión adecuada.

Los resultados demuestran la importancia de considerar el comportamiento magnético no lineal en el diseño de los sistemas electrónicos de potencia. El modelo desarrollado se valida tanto con datos experimentales como en entornos de simulación, proporcionando una herramienta robusta para aplicaciones futuras. Este modelo ayudará a predecir el comportamiento y el rendimiento de los dispositivos, optimizando los procesos de diseño y reduciendo la necesidad de pruebas experimentales extensivas.

Los hallazgos clave incluyen la identificación de los rangos de intensidad de corriente en los que los inductores exhiben un comportamiento no lineal debido a la saturación del núcleo y la validación del modelo teórico con datos experimentales. Este modelo validado se apoya en SIMetrix como entorno de simulación para explorar diversos escenarios operativos, destacando su utilidad en aplicaciones prácticas.

Se propone como trabajo futuro explorar un circuito alternativo en el que se eliminen las resistencias de potencia para reducir comportamientos espurios observados, así como estudiar la incidencia de la geometría del bobinado sobre el comportamiento no lineal del inductor.



# Abstract

---

The design and optimization of power electronic systems, especially in aeronautical applications, heavily depend on simulation tools to ensure reliable performance under various conditions. These systems incorporate magnetic devices such as inductors, transformers, and chokes which, although initially exhibiting linear behavior, often show significant nonlinearities due to magnetic saturation. This phenomenon is particularly critical under normal operating conditions, where magnetic materials (ferromagnetic or ferrite cores) reach saturation, affecting the overall system performance.

This study aims to develop an experimental analysis procedure to obtain a heuristic model that accurately represents the real non-linear behavior of these inductor devices. The methodology includes detailed experiments to measure the inductance variations of inductors concerning the electric current intensity for different geometries and frequencies.

Starting from a theoretical model for the evolution of normalized inductance with intensity, a MATLAB algorithm is used to fit it to the experimental data. The results obtained satisfactorily fit the collected data. From this fit, it is possible to predict the coil behavior in the non-linear operating region with adequate accuracy.

The results demonstrate the importance of considering non-linear magnetic behavior in the design of power electronic systems. The developed model is validated with both experimental data and in simulation environments, providing a robust tool for future applications. This model will help predict the behavior and performance of the devices, optimizing design processes and reducing the need for extensive experimental testing.

Key findings include the identification of current intensity ranges in which inductors exhibit non-linear behavior due to core saturation and the validation of the theoretical model with experimental data. This validated model is supported by SIMetrix as a simulation environment to explore various operational scenarios, highlighting its usefulness in practical applications.

Future work proposes exploring an alternative circuit where power resistors are eliminated to reduce observed spurious behaviors, as well as studying the impact of winding geometry on the non-linear behavior of the inductor.



# Índice

---

<b>Agradecimientos</b>	<b>ix</b>
<b>Resumen</b>	<b>xi</b>
<b>Abstract</b>	<b>xiii</b>
<b>Índice</b>	<b>xv</b>
<b>Índice de Tablas</b>	<b>xvii</b>
<b>Índice de Figuras</b>	<b>xix</b>
<b>Notación y abreviaturas</b>	<b>xxi</b>
<b>1 Introducción</b>	<b>1</b>
1.1 <i>Motivación</i>	1
1.2 <i>Planteamiento del problema</i>	2
1.3 <i>Objetivos</i>	3
1.4 <i>Organización del documento</i>	4
<b>2 Fundamentos teóricos</b>	<b>7</b>
2.1 <i>Inducción electromagnética</i>	7
2.2 <i>El inductor ideal y los coeficientes de inducción</i>	7
2.3 <i>Respuesta inductiva del inductor toroidal</i>	8
2.4 <i>Descripción del modelo a verificar: incorporación del comportamiento no lineal provocado por la saturación magnética</i>	10
2.4.1 <i>Relación constitutiva</i>	10
2.4.2 <i>Coefficientes de autoinducción</i>	11
2.4.3 <i>Formulación del modelo completo</i>	12
2.4.4 <i>Modelo circuital del comportamiento real del inductor toroidal</i>	13
2.5 <i>Procedimiento heurístico para la caracterización del comportamiento inductivo no lineal del dispositivo</i>	14
2.5.1 <i>Características de los inductores utilizados</i>	15
<b>3 Metodología</b>	<b>17</b>
3.1 <i>Instrumentos de medida utilizados</i>	17
3.2 <i>Configuraciones del circuito de trabajo utilizadas</i>	21
3.2.1 <i>Setup con VNA</i>	21
3.2.2 <i>Setup con osciloscopio</i>	22
3.3 <i>Algoritmo de optimización en MATLAB para el ajuste del modelo teórico a los datos experimentales</i>	27
<b>4 Resultados de verificación del modelo: ajuste y obtención de parámetros</b>	<b>29</b>
4.1 <i>Análisis exploratorio previo de los datos experimentales extraídos</i>	29

4.2	<i>Resultados de experimentos intermedios o no válidos</i>	31
4.3	<i>Resultados del circuito definitivo</i>	34
4.3.1	Estudio de inductancias normalizadas de la bobina 3 a $f=10\text{kHz}$	34
4.3.2	Estudio de inductancias normalizadas entre bobinas a $f=30\text{kHz}$	35
4.3.3	Estudio de inductancias normalizadas de bobinas 1 y 3 en frecuencia	36
4.3.4	Estudio de inductancias normalizadas de bobinas para intensidades crecientes y decrecientes	38
4.3.5	Estudio del efecto del número de espiras de la bobina 3 en las inductancias normalizadas	39
<b>5</b>	<b>Implementación del entorno de simulación: validación del modelo</b>	<b>41</b>
5.1	<i>Ejercicio de validación 1.</i>	46
5.2	<i>Ejercicio de validación 2.</i>	47
5.3	<i>Ejercicio de validación 3.</i>	47
5.4	<i>Ejercicio de validación 4.</i>	48
5.5	<i>Ejercicio de validación 5.</i>	49
5.6	<i>Ejercicio de validación 6.</i>	49
<b>6</b>	<b>Limitaciones del estudio y líneas de investigación futuras</b>	<b>51</b>
<b>7</b>	<b>Conclusiones</b>	<b>53</b>
	<b>Referencias</b>	<b>55</b>
<b>A.</b>	<b>Anexo</b>	<b>57</b>
A.1	<i>Ejercicio de validación 7</i>	59
A.2	<i>Ejercicio de validación 8</i>	59
A.3	<i>Ejercicio de validación 9</i>	60
A.4	<i>Ejercicio de validación 10</i>	60
A.5	<i>Ejercicio de validación 11</i>	61
A.6	<i>Ejercicio de validación 12</i>	61
A.7	<i>Ejercicio de validación 13</i>	62
A.8	<i>Ejercicio de validación 14</i>	62
A.7	<i>Ejercicio de validación 15</i>	63
A.8	<i>Ejercicio de validación 16</i>	63
A.4	<i>Ejercicio de validación 17</i>	64
A.5	<i>Ejercicio de validación 18</i>	64



# ÍNDICE DE TABLAS

---

<b>Tabla 2–1.</b> Características de los inductores utilizados.....	15
<b>Tabla 4–1.</b> Extracto de valores experimentales de la bobina 3 a 100kHz (prueba con VNA).....	30
<b>Tabla 4–2.</b> Extracto de valores experimentales de la bobina 3 a 50kHz.....	30
<b>Tabla 4–3.</b> Extracto de valores experimentales de la bobina 3 a 10kHz.....	30
<b>Tabla 4–4.</b> Parámetros de ajuste de la inductancia normalizada de la bobina 3 a $f = 10\text{kHz}$ . ....	35
<b>Tabla 4–5.</b> Parámetros de ajuste de la inductancia normalizada de cada bobina para $f = 30\text{kHz}$ . ....	36
<b>Tabla 4–6.</b> Parámetros de ajuste de la inductancia normalizada de las bobinas 1 y 3 a diferentes frecuencias.....	38
<b>Tabla 4–7.</b> Parámetros de ajuste de la inductancia normalizada de la bobina 3 para distinto N..	40
<b>Tabla 5–1.</b> Parámetros de ajuste de la inductancia normalizada de la bobina 4. ....	45
<b>Tabla 5–2.</b> Parámetros a introducir en SIMetrix para la bobina 4 a 10kHz. ....	45
<b>Tabla 5–3.</b> Condiciones de operación de los ejercicios de validación de la bobina 4 a 10kHz. ..	45
<b>Tabla A–1.</b> Parámetros de ajuste de la inductancia normalizada de la bobina 5. ....	57
<b>Tabla A–2.</b> Parámetros a introducir en SIMetrix para la bobina 5 a 30kHz. ....	58
<b>Tabla A–3.</b> Condiciones de operación de los ejercicios de validación de la bobina 5 a 30kHz. ..	58



# ÍNDICE DE FIGURAS

---

<b>Figura 1-1.</b> Convertidor DC/DC de potencia. ....	1
<b>Figura 1-2.</b> Curva típica de magnetización de un material no lineal. Adaptado de [2]. ....	2
<b>Figura 2-1.</b> Bobina toroidal con núcleo de ferrita. ....	8
<b>Figura 2-2.</b> Esquema de un inductor con núcleo toroidal ferromagnético. Adaptado de [2]. ....	9
<b>Figura 2-3.</b> Evolución de inductancia con la intensidad. ....	13
<b>Figura 2-4.</b> Modelo circuital del comportamiento inductivo no lineal del inductor toroidal. ....	14
<b>Figura 2-5.</b> Bobinas utilizadas en el estudio. ....	15
<b>Figura 3-1.</b> Instrumento LCR Meter. Extraído de la página del fabricante [8]. ....	18
<b>Figura 3-2.</b> Osciloscopio RTB2004 de Rohde&Schwarz. Extraído de la página del fabricante [9]. ....	18
<b>Figura 3-3.</b> Multímetro. Extraído de la página del fabricante [10]. ....	19
<b>Figura 3-4.</b> RS PRO Digital Bench Power Supply RS-6005D. Extraído de la página del fabricante [11]. ....	19
<b>Figura 3-5.</b> Rohde & Schwarz ZND Vector Network Analyzer. Extraído de la página del fabricante [12]. ....	20
<b>Figura 3-6.</b> Tekbox digital solutions RF current monitor probe TBCP1. Extraído de la página del fabricante [13]. ....	20
<b>Figura 3-7.</b> Generador de funciones Rigol DG1062Z. Extraído de la página del fabricante [14]. ....	21
<b>Figura 3-8.</b> Primer <i>setup</i> de trabajo planteado. ....	22
<b>Figura 3-9.</b> Segundo <i>setup</i> de trabajo planteado. ....	23
<b>Figura 3-10.</b> Tercer <i>setup</i> de trabajo planteado. ....	25
<b>Figura 3-11.</b> Cuarto <i>setup</i> de trabajo planteado. ....	26
<b>Figura 3-12.</b> Quinto <i>setup</i> de trabajo planteado: circuito definitivo. ....	26
<b>Figura 4-1.</b> Resultados del ajuste de la configuración inicial con VNA. ....	31
<b>Figura 4-2.</b> Comparación de la bondad de los dos primeros <i>setups</i> con osciloscopio. ....	33
<b>Figura 4-3.</b> Anomalía en datos experimentales para intensidades mayores a 1A. ....	34
<b>Figura 4-4.</b> Ajuste de la inductancia normalizada de la bobina 3 con el circuito definitivo a $F=10\text{kHz}$ . ....	35
<b>Figura 4-5.</b> Comparación del ajuste de la inductancia normalizada según la bobina. ....	36
<b>Figura 4-6.</b> Ajuste de la inductancia normalizada de la bobina 1 a diferentes frecuencias. ....	37
<b>Figura 4-7.</b> Ajuste de la inductancia normalizada de la bobina 3 a diferentes frecuencias. ....	37
<b>Figura 4-8.</b> Ajuste de la inductancia normalizada de la bobina 1 para intensidades crecientes y decrecientes. ....	39
<b>Figura 4-9.</b> Ajuste de la inductancia normalizada de la bobina 3 para diferente número de vueltas del conductor en la bobina. ....	40
<b>Figura 5-1.</b> Circuito de simulación del modelo no lineal que se pretende validar. ....	42
<b>Figura 5-2.</b> Detalle del sub-bloque que modela el comportamiento no lineal del inductor. ....	42

<b>Figura 5-3.</b> Circuito de simulación de la respuesta del inductor considerando linealidad a corrientes bajas de DC. ....	43
<b>Figura 5-4.</b> <i>Setup</i> experimental para la verificación del comportamiento no lineal. ....	43
<b>Figura 5-5.</b> Detalle del <i>set</i> verificación (inductor y resistencia 47 $\Omega$ ). ....	44
<b>Figura 5-6.</b> Ajuste de la inductancia normalizada de la bobina 4 a F=10kHz. ....	44
<b>Figura 5-7.</b> Puntos de validación del modelo no lineal de la bobina 4 a 10kHz. ....	46
<b>Figura 5-8.</b> Resultados del ejercicio de validación 1 de la bobina 4: modelo excitado con 10Vpp de alterna y 0 mA de continua. ....	46
<b>Figura 5-9.</b> Resultados del ejercicio de validación 2 de la bobina 4: modelo excitado con 20Vpp de alterna y 0 mA de continua. ....	47
<b>Figura 5-10.</b> Resultados del ejercicio de validación 3 de la bobina 4: modelo excitado con 10Vpp de alterna y 5 mA de continua. ....	48
<b>Figura 5-11.</b> Resultados del ejercicio de validación 4 de la bobina 4: modelo excitado con 20Vpp de alterna y 5 mA de continua. ....	48
<b>Figura 5-12.</b> Resultados del ejercicio de validación 5 de la bobina 4: modelo excitado con 10Vpp de alterna y 25 mA de continua. ....	49
<b>Figura 5-13.</b> Resultados del ejercicio de validación 6 de la bobina 4: modelo excitado con 20Vpp de alterna y 25 mA de continua. ....	50
<b>Figura 6-1.</b> Propuesta de <i>setup</i> experimental sin resistencias de potencia para la caracterización del inductor que potencialmente eliminaría el efecto de inductancia creciente. ....	52
<b>Figura A-1.</b> Ajuste de la inductancia normalizada de la bobina 5 a F=30 kHz. ....	57
<b>Figura A-2.</b> Puntos de validación del modelo no lineal de la bobina 5 a 30kHz. ....	58
<b>Figura A-3.</b> Resultados del ejercicio de validación 7 de la bobina 5: modelo excitado con 5Vpp de alterna y 0 mA de continua. ....	59
<b>Figura A-4.</b> Resultados del ejercicio de validación 8 de la bobina 5: modelo excitado con 10Vpp de alterna y 0 mA de continua. ....	59
<b>Figura A-5.</b> Resultados del ejercicio de validación 9 de la bobina 5: modelo excitado con 20Vpp de alterna y 0 mA de continua. ....	60
<b>Figura A-6.</b> Resultados del ejercicio de validación 10 de la bobina 5: modelo excitado con 5Vpp de alterna y 30.3 mA de continua. ....	60
<b>Figura A-7.</b> Resultados del ejercicio de validación 11 de la bobina 5: modelo excitado con 10Vpp de alterna y 30.3 mA de continua. ....	61
<b>Figura A-8.</b> Resultados del ejercicio de validación 12 de la bobina 5: modelo excitado con 20Vpp de alterna y 30.3 mA de continua. ....	61
<b>Figura A-9.</b> Resultados del ejercicio de validación 13 de la bobina 5: modelo excitado con 5Vpp de alterna y 99.9 mA de continua. ....	62
<b>Figura A-10.</b> Resultados del ejercicio de validación 14 de la bobina 5: modelo excitado con 10Vpp de alterna y 99.9 mA de continua. ....	62
<b>Figura A-11.</b> Resultados del ejercicio de validación 15 de la bobina 5: modelo excitado con 20Vpp de alterna y 99.9 mA de continua. ....	63
<b>Figura A-12.</b> Resultados del ejercicio de validación 16 de la bobina 5: modelo excitado con 5Vpp de alterna y 300.1 mA de continua. ....	63
<b>Figura A-13.</b> Resultados del ejercicio de validación 17 de la bobina 5: modelo excitado con 10Vpp de alterna y 300.1 mA de continua. ....	64
<b>Figura A-14.</b> Resultados del ejercicio de validación 18 de la bobina 5: modelo excitado con 20Vpp de alterna y 300.1 mA de continua. ....	64

# Notación y abreviaturas

---

$\mathcal{L}$	Coefficiente dinámico de autoinducción no lineal
$L_0$	Inductancia lineal
$R$	Resistencia
$C$	Condensador
$I$	Intensidad de corriente
$I_s$	Corriente de saturación
$V$	Voltaje
$Z$	Impedancia
$\mu_0$	Permeabilidad magnética del vacío
$\mu_r$	Permeabilidad magnética relativa
$N$	Número de espiras
$a$	Radio interno del núcleo ferromagnético
$b$	Radio externo del núcleo ferromagnético
$h$	Espesor del núcleo ferromagnético
$H$	Intensidad de campo magnético
$\chi_m$	Susceptibilidad magnética
$M_s$	Magnetización de saturación
$\omega$	Frecuencia angular
DC	Corriente continua
AC	Corriente alterna
VNA	Analizador vectorial de redes
FEM	Fuerza electromotriz
LCR	Instrumento medidor de inductancia (L), capacidad (C) y resistencia (R)
MEA	More Electric Aircraft
EMI	Interferencia Electromagnética



# 1 INTRODUCCIÓN

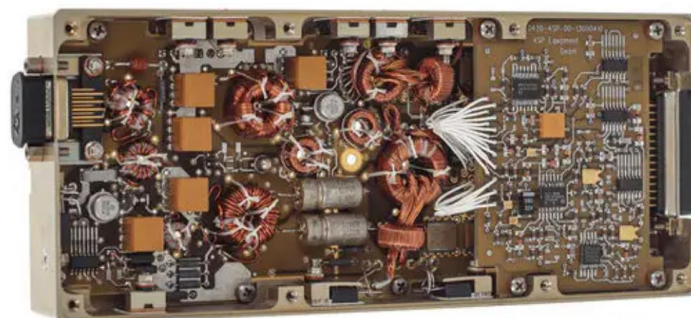
---

El presente Trabajo de Fin de Grado (TFG) se centra en el análisis experimental y modelado del comportamiento no lineal de inductores por efecto de la saturación magnética. En este capítulo introductorio, se expone el contexto y la relevancia del tema investigado, se define el problema específico que se aborda, se detallan los objetivos del trabajo y se describe la organización del documento para facilitar su comprensión y seguimiento.

## 1.1 Motivación

Los sistemas electrónicos de potencia suponen elementos críticos en el funcionamiento seguro y eficiente de las aeronaves actuales. En este sentido, la tendencia actual a la electrificación de las aeronaves (More Electric Aircraft, MEA) para una mejora de la eficiencia y la reducción de emisiones, así como del peso y del espacio a bordo, pone de manifiesto la importancia del desarrollo y optimización de estos sistemas. En concreto, las aeronaves híbridas y los modelos completamente eléctricos emergentes utilizan los sistemas electrónicos de potencia para distribuir la energía eléctrica a los diferentes sistemas embarcados. Además, los sistemas de aviónica, que incluyen sistemas de navegación, control y comunicación, así como los sistemas de seguridad, dependen de la electrónica de potencia para su correcto funcionamiento.

Los convertidores de potencia aeronáuticos integrados en los sistemas de distribución de potencia, requieren la inclusión de filtros EMI (interferencia electromagnética) para cumplir con los estándares de seguridad y certificaciones que se exigen en la industria [1]. Estos filtros, garantizan que las interferencias electromagnéticas se reduzcan a un rango en el que la operabilidad de los sistemas electrónicos no esté comprometida. Estos están compuestos por condensadores, resistencias y dispositivos magnéticos como inductores, transformadores y “chokes”, componentes que, aunque en apariencia sean lineales, pueden exhibir un comportamiento real fuertemente no lineal incluso en condiciones de normal funcionamiento, debido a la saturación magnética de sus componentes [2].



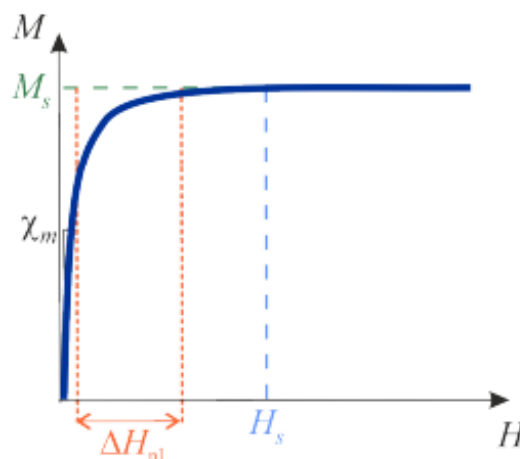
**Figura 1-1.** Convertidor DC/DC de potencia.

Teniendo en cuenta las restricciones y limitaciones a las que está sometida la aeronáutica, y que la respuesta real de los dispositivos puede diferir de manera significativa si se hace la hipótesis de linealidad de los componentes, es imprescindible caracterizar adecuadamente los elementos inductivos para que respondan dentro del marco normativo en cuanto a las emisiones de ruido electromagnético. Es por ello que el presente estudio centra su interés en obtener un modelo heurístico que recoja con precisión el carácter no lineal de los elementos inductivos debido a la saturación del flujo magnético. De este modo, se logrará prever cómo afecta esta característica al funcionamiento de los sistemas electrónicos donde están integrados dichos dispositivos.

Para ello, las herramientas de simulación suponen un elemento esencial en el diseño y optimización de los sistemas de electrónica de potencia. No solo llevan a una reducción de costes, sino también de tiempo, permitiendo evaluar su comportamiento antes de su construcción física y garantizando un funcionamiento seguro y eficiente en su aplicación futura. Por otro lado, los sistemas electrónicos de potencia son, a menudo, complejos y la simulación permite predecir la interacción entre diferentes componentes antes de su implementación física, al mismo tiempo que permiten al ingeniero probar modelos y tecnologías sin limitaciones prácticas.

## 1.2 Planteamiento del problema

La simplificación de la linealidad en los dispositivos magnéticos es una práctica común en muchos estudios y aplicaciones prácticas [3]. Sin embargo, esta aproximación no captura con precisión el comportamiento real de estos dispositivos, ya que se comportan como componentes fuertemente no lineales cuando se exponen a intensidades de campo magnético superiores a un cierto valor crítico  $H_s$  [2]. La no linealidad se debe principalmente a la saturación del núcleo magnético, un fenómeno que provoca que la relación entre el campo magnético aplicado y la respuesta del inductor no sea lineal, sino que siga una curva de saturación como la mostrada en la Figura 1-2. En una primera aproximación al problema, se considera sólo el fenómeno de la saturación en el proceso magnetización de la sustancia, obviando otros posibles procesos no lineales, como el fenómeno de histéresis o el de imanación inicial del medio magnetizable.



**Figura 1-2.** Curva típica de magnetización de un material no lineal.  
Adaptado de [2].

El problema radica en que esta no linealidad no está adecuadamente modelizada en los enfoques tradicionales. La falta de un modelo preciso implica que la única manera de verificar el comportamiento real de cada dispositivo en una aplicación específica sea mediante pruebas experimentales. Este método no solo es ineficiente, sino que también incrementa significativamente los costos de desarrollo y producción. En este sentido, cada nuevo diseño o aplicación requiere la fabricación y prueba de prototipos, lo que consume tiempo y recursos.



Así, este trabajo se enfoca en la validación experimental del comportamiento no lineal de los chokes debido a la saturación del núcleo magnético, siendo para ello necesario un primer estudio del comportamiento de los inductores. El objetivo es determinar si el comportamiento observado experimentalmente coincide con el modelo matemático propuesto en el apartado 2.4 de este estudio. La hipótesis central es que, al validar el modelo teórico con datos experimentales, se podrá predecir el comportamiento de los inductores sin necesidad de pruebas físicas exhaustivas para cada aplicación.

En caso de que el modelo teórico sea validado, se propone desarrollar un software en el futuro que permita calcular los valores geométricos de los dispositivos necesarios para obtener las prestaciones deseadas en diferentes aplicaciones. Este software se convertiría en una herramienta central para los diseñadores, ya que permitiría predecir el rendimiento de los inductores de manera precisa y eficiente.

Además, una vez validado el modelo, se planea trasladarlo a un entorno de simulación, lo cual permitirá probar una variedad de escenarios potenciales. La simulación proporcionará un ambiente controlado para explorar diferentes configuraciones y condiciones operativas, optimizando el diseño y reduciendo aún más los costos y el tiempo de desarrollo.

Por ello, este trabajo aborda la necesidad de un modelo preciso para el comportamiento no lineal de los dispositivos magnéticos debido a la saturación del núcleo magnético. La validación experimental de este modelo permitirá desarrollar herramientas predictivas que mejorarán significativamente la eficiencia y eficacia en el diseño y aplicación de estos dispositivos, reduciendo la dependencia de pruebas experimentales y facilitando la exploración de nuevas aplicaciones y diseños a través de simulaciones.

### 1.3 Objetivos

En algunas aplicaciones, los inductores se construyen para evitar elevados niveles de flujo magnético, asegurando así que la inductancia permanezca constante [4]; es decir, que los valores de sus parámetros característicos de autoinducción e inducción mutua no dependen de las señales que está procesando, particularmente de la intensidad de la corriente eléctrica que circula por la bobina. Este enfoque simplifica el análisis y diseño de los inductores, pero no refleja con precisión su comportamiento real en todas las condiciones operativas. Por otro lado, hay otras aplicaciones que utilizan tanto las áreas lineales como las no lineales del comportamiento magnético [5]. En este contexto, se han desarrollado diferentes enfoques para modelar este comportamiento no lineal antes de que se alcance la saturación completa.

Así, el presente trabajo tiene como objetivo principal abordar y resolver las limitaciones de los modelos puramente lineales en la predicción de los comportamientos reales de sistemas con dispositivos magnéticos. En este sentido, se pretende no solo medir la existencia de la no linealidad en los inductores más allá de un umbral de corriente determinado, sino también validar un modelo teórico que pueda predecir dicho comportamiento. Al lograr esto, se facilitará el desarrollo de herramientas de diseño y simulación que optimicen el uso de inductores en una amplia variedad de aplicaciones, reduciendo costos y mejorando la eficiencia del diseño y la implementación.

En una primera fase, este trabajo se centrará en el análisis y la caracterización del comportamiento no lineal de un inductor, ya que se trata del dispositivo magnético más sencillo que es objeto de interés. De esta forma, se pretende facilitar la elección del tipo y número de parámetros geométricos y físicos que permitan el adecuado modelado del comportamiento no lineal de los dispositivos bajo estudio.

En consecuencia, los objetivos concretos de este trabajo son:

- **Medir y caracterizar la no linealidad de los inductores**, realizando experimentos detallados para medir cómo varía la inductancia del inductor con respecto a la intensidad de la corriente eléctrica. También se pretende identificar que existe un rango de intensidades de corriente a partir del cual el comportamiento del inductor deja de ser lineal y comienza a mostrar características no lineales debido a la saturación del núcleo magnético.
- **Validar experimentalmente el modelo teórico**. Esto es, se pretende comprobar experimentalmente si el comportamiento no lineal observado en los inductores coincide con las predicciones del modelo matemático desarrollado en el apartado 2.4 y desarrollado en profundidad en [2].
- **Respaldar mediante herramientas de diseño el modelo validado**. Para comprobar la bondad del modelo teórico, se desarrolla un software de mejor ajuste de los datos teóricos a los datos experimentales, calculando así los valores geométricos de los inductores para lograr las prestaciones deseadas en diferentes aplicaciones. Posteriormente, se implementan los datos proporcionados por el algoritmo en un entorno de simulación y se compara con la realización de estos experimentos en la realidad, para validar el modelo en su totalidad.

En una segunda fase, fuera del alcance de este TFG, el modelo validado se extenderá y adaptará para otros dispositivos magnéticos, como chokes y transformadores. La implementación de los correspondientes modelos no lineales en simuladores de circuitos facilitaría la optimización del diseño de los dispositivos magnéticos, reduciendo la necesidad de pruebas experimentales para comprobar su correcto funcionamiento en sistemas electrónicos complejos.

## 1.4 Organización del documento

Este documento está estructurado en varios capítulos que siguen un flujo lógico para abordar el problema planteado, desde la introducción del tema hasta las conclusiones y propuestas de futuras investigaciones.

Así, este primer capítulo de introducción incluye varios subapartados. En ellos se desarrolla: la motivación e importancia del estudio y el contexto en el que se enmarca, destacando la relevancia de abordar la no linealidad de los inductores; el planteamiento del problema central que se busca resolver, enfatizando la necesidad de superar las limitaciones de los modelos lineales tradicionales; y los objetivos específicos del estudio.

El segundo capítulo se centra en los fundamentos teóricos, revisando los principios básicos necesarios para entender el comportamiento de los dispositivos electromagnéticos. En este contexto, la inducción electromagnética proporciona la base teórica fundamental, así como la descripción de las características de un inductor ideal. Además, se introducen los conceptos de autoinducción e inducción mutua, se profundiza en las especificaciones técnicas de los inductores toroidales seleccionados para el estudio y se presenta el modelo teórico que incorpora la no linealidad debido a la saturación magnética, el cual se pretende validar experimentalmente.

El tercer capítulo describe la metodología, desarrollando el proceso de búsqueda del *setup* de trabajo definitivo, detallando algunas de las configuraciones experimentales intermedias. Además, en este apartado también se enumeran y describen los instrumentos de medición empleados para obtener los datos experimentales y el algoritmo desarrollado para ajustar el modelo teórico a las mediciones.

El capítulo cuatro expone los resultados del ajuste del modelo teórico a los datos experimentales, así como la obtención de los parámetros necesarios para validar el modelo. Además, se hace un estudio intensivo de la dependencia de la curva de inductancia normalizada con respecto a varios parámetros como la frecuencia o el número de espiras.

El capítulo cinco describe cómo se ha trasladado el modelo a un entorno de simulación, permitiendo la evaluación en un nuevo escenario que permita su validación. Así, se recogen todas las pruebas realizadas para la validación del modelo, que incluye los parámetros calculados mediante el algoritmo anteriormente explicado.

El capítulo seis propone posibles direcciones para futuras investigaciones basadas en los hallazgos de este estudio, sugiriendo áreas de mejora y nuevos enfoques a explorar.

Finalmente, en el capítulo siete se resumen los principales hallazgos del estudio y se presenta las conclusiones generales derivadas del trabajo realizado.



---

## 2 FUNDAMENTOS TEÓRICOS

---

El presente capítulo de fundamentos teóricos proporciona la base conceptual y analítica necesaria para comprender y desarrollar el estudio que se presenta. La comprensión de los principios subyacentes es esencial para interpretar los resultados y aplicarlos correctamente en contextos prácticos. Este capítulo está dividido en varias secciones, cada una de las cuales aborda aspectos relevantes del tema central: la inducción electromagnética y el comportamiento de los inductores bajo el fenómeno de saturación magnética del núcleo. Los conceptos aquí mostrados, pueden ser estudiados en mayor profundidad en [6].

### 2.1 Inducción electromagnética

Este estudio sienta sus bases en el fenómeno de inducción electromagnética. Fue descubierto por Michael Faraday en 1831 y constituye los fundamentos de la generación de electricidad y el funcionamiento de dispositivos eléctricos.

Considérese un conductor filiforme que se encuentra (en reposo o movimiento) sometido a un campo magnético (constante o variable). Si el flujo magnético de éste a través de una superficie delimitada por el conductor es variable en el tiempo, entonces aparece una fuerza electromotriz inducida en el conductor, y una corriente eléctrica si el conductor forma un circuito cerrado.

Las leyes de Faraday y de Lenz, establecen que la relación entre dichas magnitudes físicas es:

$$\varepsilon = -\frac{d\Phi_B}{dt}, \quad (2-1)$$

donde:

- $\varepsilon$  es la fuerza electromotriz
- $\Phi$  es el flujo magnético.

### 2.2 El inductor ideal y los coeficientes de inducción

Los inductores lineales son componentes pasivos de circuitos eléctricos que procesan señales eléctricas en virtud de las leyes de la inducción electromagnética y son fundamentales en sistemas electrónicos de potencia y circuitos eléctricos. Estos inductores, están formados por una bobina de cable conductor que almacena energía en forma de campo magnético generado por la corriente eléctrica que circula por ella.

La caracterización de estos dispositivos se realiza en términos de sus coeficientes de inducción, que describen su comportamiento electromagnético y su capacidad para almacenar y transferir energía en forma de campo magnético [6].

Para inductores y bobinas, el coeficiente de autoinducción, representado por " $L_0$ ", indica la capacidad del inductor para almacenar energía en forma de campo magnético cuando una corriente eléctrica fluye a través de él. A medida que la corriente cambia en el inductor, se produce una variación en el campo magnético, lo que genera una FEM inducida opuesta a los cambios en la corriente. Esto crea una oposición al flujo de corriente, lo que se conoce como inductancia, la cual se mide en henrios (H).

La caracterización de estos coeficientes es esencial para el diseño y cálculo de inductores en aplicaciones electrónicas, ya que permite predecir y optimizar su comportamiento eléctrico y magnético. Además, estos coeficientes juegan un papel clave en la eficiencia y rendimiento de dispositivos y sistemas que utilizan inductores y transformadores.



**Figura 2-1.** Bobina toroidal con núcleo de ferrita.

### 2.3 Respuesta inductiva del inductor toroidal

Un inductor toroidal es un dispositivo que almacena energía en un campo magnético. Este se construye enrollando un conductor, generalmente un cable, alrededor de un núcleo en forma de anillo (toroide). En particular, la caracterización de este inductor permite poner el foco únicamente en la parte inductiva del dispositivo, sin considerar otros efectos como la resistencia o la capacidad, lo que simplifica el cálculo del flujo magnético al considerar solo el campo magnético dentro del núcleo toroidal.

En este contexto, la ley de Maxwell-Faraday ayuda a entender la relación entre la corriente que pasa por el inductor y el voltaje que se genera. Así, describe que la diferencia de voltaje entre dos puntos de un conductor, en este caso los extremos de la bobina, está relacionada con la velocidad de cambio del flujo magnético a través de la misma mediante la ecuación

$$V_{PA}(t) - V_{PB}(t) = \frac{d\Phi_m}{dt}, \quad (2-2)$$

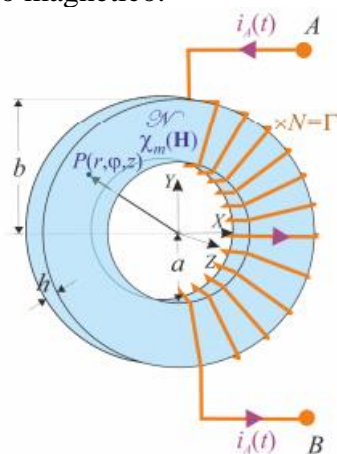
donde  $\Phi_m$  es el flujo magnético a través de una superficie  $\Sigma$  cuyo contorno coincide con la bobina  $\Gamma$ . Es decir, como la superficie es el área dentro de cada vuelta de la bobina, el flujo magnético viene dado por la ecuación

$$\Phi_m = \int_{\Sigma} \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S}, \quad (2-3)$$

donde,  $\mathbf{B}$  es el campo magnético y  $\Sigma$  es la superficie delimitada por la bobina  $\Gamma$ .

Con el fin de uniformizar notación a lo largo de todo el documento, a continuación, en la Figura 2-2 se muestra un esquema de un inductor con las propiedades físicas y geométricas del mismo. En esta ilustración se distinguen los siguientes elementos destacables:

- La región sombreada en azul representa el núcleo de material ferromagnético.
- Las líneas naranjas que rodean el núcleo indican el devanado del inductor. El cual estará hecho de un material conductor (generalmente cobre) y está enrollado alrededor del núcleo.
- Los parámetros  $a$  y  $b$  indican el radio interno y externo del núcleo ferromagnético, respectivamente, los cuales son importantes para calcular la inductancia y el área efectiva del núcleo.
- La dimensión  $h$  indica el espesor del núcleo ferromagnético.
- $P(r, \phi, z)$  es un vector que describe un punto específico en el espacio dentro del núcleo y se utiliza para análisis más detallados del campo magnético dentro del inductor.
- $N$  es el número de espiras.
- $\chi_m$  es la susceptibilidad magnética.
- $H$  es la intensidad de campo magnético.



**Figura 2-2.** Esquema de un inductor con núcleo toroidal ferromagnético. Adaptado de [2].

El flujo magnético depende de cómo está enrollado el conductor sobre el núcleo magnético. Si se considera el caso en que el conductor está enrollado de manera compacta y ajustada al núcleo con  $N$  vueltas, cada una en un plano  $\phi = \phi_i$ , entonces es posible sumar el flujo a través de cada vuelta para obtener el flujo total, de acuerdo con la expresión

$$\Phi_m \cong \sum_{i=1}^N \int_{S(\phi_i)} \mathbf{B}(r, \phi_i, z) \cdot d\mathbf{S}_i, \text{ con } d\mathbf{S}_i = drdz\mathbf{u}_\phi(\phi_i). \quad (2-4)$$

Considerando que todos los puntos de la superficie son del núcleo toroidal, los límites de integración para las variables radio ( $r$ ) y altura ( $z$ ) son

$$\left. \begin{array}{l} a \leq r \leq b \\ -\frac{h}{2} \leq z \leq \frac{h}{2} \end{array} \right\} \Rightarrow P(r, \phi_i, z) \in N \quad (2-5)$$

Por lo que el campo magnético que contribuye al flujo magnético es solo el que está dentro del núcleo toroidal ya que, incluso en caso de considerar un inductor real, la alta permeabilidad magnética del núcleo asegura que el campo magnético se quede dentro del núcleo y que el flujo en el espacio vacío sea insignificante.

$$\mathbf{B}(r, \varphi_i, z) = \mathbf{B}_{\text{int}}. \quad (2-6)$$

Además, se considera que la magnetización  $\mathbf{M}(P)$  en cada punto del núcleo está alineada con el campo de excitación magnética  $\mathbf{H}_{\text{int}}(P)$

$$\mathbf{M}(P) = M_\chi[H(P)] \frac{\mathbf{H}_{\text{int}}(P)}{|\mathbf{H}_{\text{int}}(P)|} \quad (2-7)$$

donde  $\mathbf{H}_{\text{int}}(P)$  es el campo de excitación magnética, definido por

$$\mathbf{H}_{\text{int}}(P) = \frac{\mathbf{B}_{\text{int}}(P)}{\mu_0} - \mathbf{M}(P) \cong \frac{N_i}{2\pi r} \mathbf{u}_\varphi(\varphi), \quad (2-8)$$

donde  $\mu_0$  es la permeabilidad magnética del vacío, e  $i$  la intensidad de la corriente eléctrica que recorre el conductor y que, en general, será función del tiempo,  $i = i(t)$ .

## 2.4 Descripción del modelo a verificar: incorporación del comportamiento no lineal provocado por la saturación magnética

Este apartado pretende introducir un modelo analítico para inductores toroidales que tiene en cuenta el efecto de la saturación del material magnético que compone el núcleo. Así, este modelo considera las propiedades físicas y geométricas de una bobina para describir la magnetización del material del núcleo, obteniendo una relación no lineal entre la inductancia y la corriente que fluye por el inductor. En caso de validar este modelo, podría aplicarse al diseño y optimización de inductores, así como a otros dispositivos magnéticos como transformadores y filtros de modo común.

### 2.4.1 Relación constitutiva

Se puede comprobar en la Figura 1-2 que, en los inductores, para valores relativamente bajos de la intensidad de la excitación magnética, el material del núcleo se comporta de manera lineal, como un paramagnético con una susceptibilidad magnética y permeabilidad relativa muy altas. Sin embargo, al superar un cierto valor crítico  $H_s$ , la magnetización en el núcleo  $M_\chi$  alcanza un valor constante  $M_s$  (magnetización de saturación). Entre los valores del campo  $H$  correspondientes a la región de comportamiento lineal y el valor crítico  $H_s$ , existe un rango  $\Delta H_n$  en el que el material presenta un comportamiento significativamente no lineal.

En [2] se asume que la intensidad del campo de magnetización en cada punto es función de la intensidad del campo de excitación magnética en ese punto,  $\mathbf{H}(P)$ . En otras palabras, la magnetización  $M_\chi$  depende de  $H$  de una manera específica. Esta relación se puede modelar mediante la expresión

$$M_\chi(H) = \frac{2}{\pi} \left( M_\alpha \arctan\left(\frac{H}{H_\alpha}\right) + M_\beta \arctan\left(\frac{H}{H_\beta}\right) \right) \quad (2-9)$$

cuyos coeficientes  $M_\alpha, M_\beta, H_\alpha$  y  $H_\beta$  deben verificar las siguientes relaciones:

$$M_\alpha + M_\beta = M_s, \quad (2-10)$$



$$\frac{2}{\pi} \left( \frac{M_\alpha}{H_\alpha} + \frac{M_\beta}{H_\beta} \right) = \left. \frac{dM_x}{dH} \right|_{H=0} = \chi_{m0} \approx 1 + \chi_{m0} = \mu_r^{ini}, \quad (2-11)$$

donde  $M_s$  es el valor de imanación de saturación,  $M_\alpha$  y  $M_\beta$  son campos de imanación,  $H_\alpha$  y  $H_\beta$  son intensidades del campo de excitación, y  $\chi_{m0}$  es la susceptibilidad magnética inicial que, dado su alto valor, es prácticamente igual a la permeabilidad relativa inicial del medio.

## 2.4.2 Coeficientes de autoinducción

Teniendo en cuenta las condiciones expresadas en la sección 2.3, se obtiene que el **coeficiente de autoinducción** de una bobina, característico de un inductor lineal con núcleo toroidal y una distribución uniforme del bobinado, viene dado por la siguiente expresión

$$\mu_0 \frac{N^2 h}{2\pi} \ln \left( \frac{b}{a} \right) (1 + \chi_m) = L_0 = \frac{d\Phi_m}{di}, \quad (2-12)$$

con  $L_0 = L_s(1 + \chi_m)$ , donde el coeficiente de autoinducción de la bobina sin la presencia del núcleo de material magnético es

$$L_s = \mu_0 \frac{N^2 h}{2\pi} \ln \left( \frac{b}{a} \right) = \frac{L_0}{(1 + \chi_m)}. \quad (2-13)$$

En [2] se asume que esta expresión es una buena aproximación incluso cuando el bobinado no es uniforme (como ocurre en la Figura 2-2), pero la permeabilidad magnética del medio es suficientemente alta.

No obstante, si el material del medio presenta un comportamiento no lineal según la ecuación 2-9, el factor que determina el comportamiento del inductor será una función de dicha intensidad de corriente:

$$\frac{d\Phi_m}{di} = V_{PA}(t) - V_{PB}(t) \cong \mathcal{L}[i(t)] \frac{di(t)}{dt}. \quad (2-14)$$

Cabe destacar que el factor  $\mathcal{L}[i(t)]$  no es el coeficiente que mide la variación del flujo magnético a través de la bobina con respecto a la intensidad de la corriente, pero puede considerarse como un **coeficiente de autoinducción dinámico de la región no lineal**, que caracteriza el comportamiento no lineal del inductor bajo estudio.

Para obtener la expresión de este coeficiente, es preciso tomar las hipótesis de que la susceptibilidad magnética del material (una medida de cómo se magnetiza el material en respuesta a un campo magnético) disminuye a medida que el campo magnético  $|\mathbf{H}|$  aumenta en el rango no lineal; y que, fuera de este rango, la susceptibilidad se mantiene constante, siendo alta para campos magnéticos bajos y prácticamente nula para campos magnéticos muy altos. Así, aplicando la expresión (2-8) para el campo de excitación magnética, junto con la relación constitutiva (2-9), para calcular el flujo magnético (2-4), se obtiene que, según (2-14), la expresión para el coeficiente de autoinducción dinámica es:

$$\mathcal{L}[i(t)] = \mu_0 \frac{N^2 h}{2\pi} \left\{ \ln\left(\frac{b}{a}\right) (1 + \chi_m) + \frac{M_\alpha/H_\alpha}{\pi} \ln\left\{ \frac{1 + [i(t)/I_b^\alpha]^2}{1 + [i(t)/I_a^\alpha]^2} \right\} + \frac{M_\beta/H_\beta}{\pi} \ln\left\{ \frac{1 + [i(t)/I_b^\beta]^2}{1 + [i(t)/I_a^\beta]^2} \right\} \right\} \quad (2-15)$$

con

$$I_a^\alpha = \frac{2\pi a}{N} H_\alpha; \quad I_b^\alpha = \frac{2\pi b}{N} H_\alpha; \quad I_a^\beta = \frac{2\pi a}{N} H_\beta; \quad I_b^\beta = \frac{2\pi b}{N} H_\beta. \quad (2-16)$$

### 2.4.3 Formulación del modelo completo

Este estudio se centra en el comportamiento no lineal y el principal objetivo es la obtención de un modelo para la autoinducción de bobinas con núcleos de medios materiales que presentan un comportamiento magnético no lineal. Por ello, y generalizando las ecuaciones anteriores para el caso no lineal y el lineal, se concluye que el coeficiente de autoinducción completo es resultado de la suma del coeficiente de autoinducción correspondiente al comportamiento lineal no saturado del inductor más el coeficiente de autoinducción dinámico no lineal, cuya expresión se indica a continuación:

$$\mathcal{L}[i(t)] = L_0 + \ell[i(t)], \quad (2-17)$$

con

$$L_0 = \mu_0 \frac{N^2 h}{2\pi} \ln\left(\frac{b}{a}\right) (1 + \chi_m) = L_s (1 + \chi_m), \quad (2-18)$$

$$\ell[i(t)] = \mu_0 \frac{N^2 h}{2\pi} \left\{ \frac{M_\alpha/H_\alpha}{\pi} \ln\left\{ \frac{1 + [i(t)/I_b^\alpha]^2}{1 + [i(t)/I_a^\alpha]^2} \right\} + \frac{M_\beta/H_\beta}{\pi} \ln\left\{ \frac{1 + [i(t)/I_b^\beta]^2}{1 + [i(t)/I_a^\beta]^2} \right\} \right\}, \quad (2-19)$$

donde

$$I_a^\alpha = \frac{2\pi a}{N} H_\alpha; \quad I_b^\alpha = \frac{2\pi b}{N} H_\alpha; \quad I_a^\beta = \frac{2\pi a}{N} H_\beta; \quad I_b^\beta = \frac{2\pi b}{N} H_\beta \quad (2-20)$$

y se corresponden con los valores de intensidad de corriente que hacen que el campo de excitación magnética en los puntos  $r=a$  y  $r=b$  (es decir, en las superficies cilíndricas interior y exterior del toroide, respectivamente) sea igual a  $H_\alpha$  o  $H_\beta$ .

De esta forma, se cumple que

$$\begin{aligned} \mathcal{L}(i) &\rightarrow L_0 && \text{si } |i| \rightarrow 0 \\ \mathcal{L}(i) &\rightarrow L_s && \text{si } |i| > I_s \text{ tal que } |H(i)| > H_s \end{aligned} \quad (2-21)$$

Este comportamiento queda reflejado en la Figura 2-3.

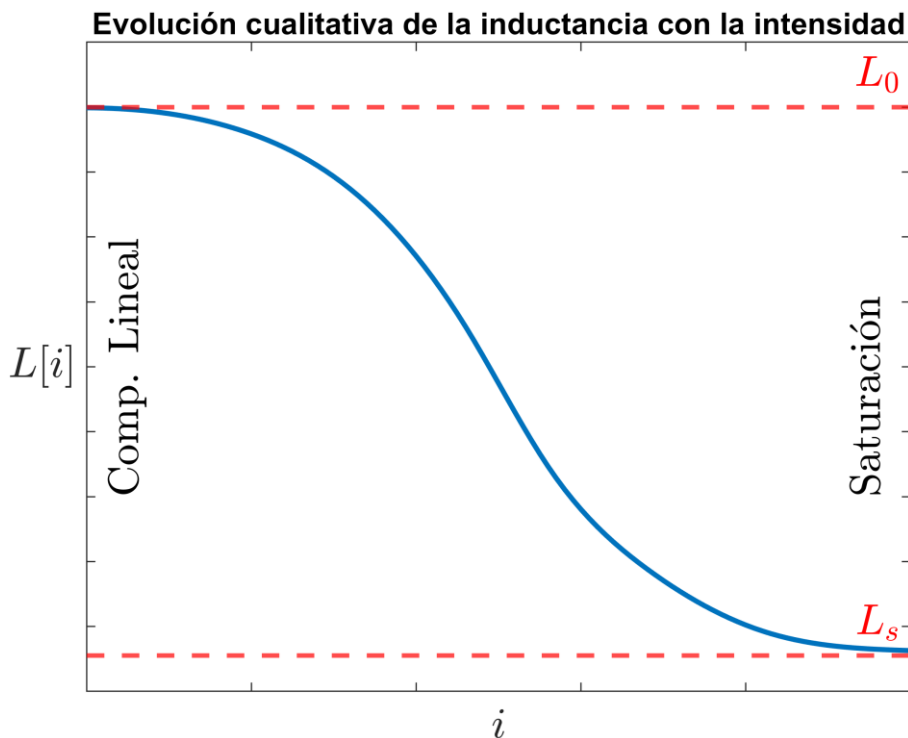


Figura 2-3. Evolución de inductancia con la intensidad.

En otras palabras, el coeficiente de autoinducción que tiene en cuenta todas las regiones de comportamiento se comporta de la siguiente manera:

- Cuando la corriente  $|i|$  es baja ( $|i| < I_a$ ), la variación de  $\mathcal{L}(i)$  con respecto a  $|i|$  es casi nula ( $\frac{d\mathcal{L}(i)}{d|i|} \approx 0$ ), por lo que se puede tomar  $\mathcal{L}(i) = L_0$ .
- En un rango intermedio de corriente ( $I_a < |i| < I_b$ ),  $\mathcal{L}(i)$  disminuye con el aumento de la corriente ( $\frac{d\mathcal{L}(i)}{d|i|} < 0$ ).
- Para corrientes altas ( $|i| > I_b$ ), la variación de  $\mathcal{L}(i)$  vuelve a ser casi nula ( $\frac{d\mathcal{L}(i)}{d|i|} \approx 0$ ), por lo que puede considerarse  $\mathcal{L}(i) = L_s$ .

#### 2.4.4 Modelo circuital del comportamiento real del inductor toroidal

La señal de voltaje de un inductor no lineal puede descomponerse en dos factores. Por un lado, el comportamiento lineal se puede representar por el voltaje en una autoinducción, mientras que el comportamiento no lineal queda recogido en un término adicional que captura el efecto de la saturación del núcleo. En concreto, la expresión resultante es

$$V_{P1}(t) - V_{P3}(t) \cong \mathcal{L}[i(t)] \frac{di(t)}{dt} = V_L(t) + v_{nl}[V_L(t); i(t)], \quad (2-22)$$

con

$$\begin{cases} V_L(t) = L \frac{di(t)}{dt} \\ v_{nl}[i(t); V_L(t)] = \frac{V_L(t)}{L} \ell[i(t)] \end{cases} \quad (2-23)$$

Aquí,  $V_L(t)$  es el voltaje correspondiente al comportamiento lineal, y  $v_{nl}$  es el término adicional que depende tanto del voltaje  $V_L(t)$  como de la corriente  $i(t)$ . Este inductor no lineal puede ser representado como una autoinducción lineal de valor  $L$  en serie con una fuente de voltaje controlada que depende tanto del voltaje en la autoinducción lineal  $V_L(t)$  como de la corriente  $i(t)$  que fluye a través del inductor.

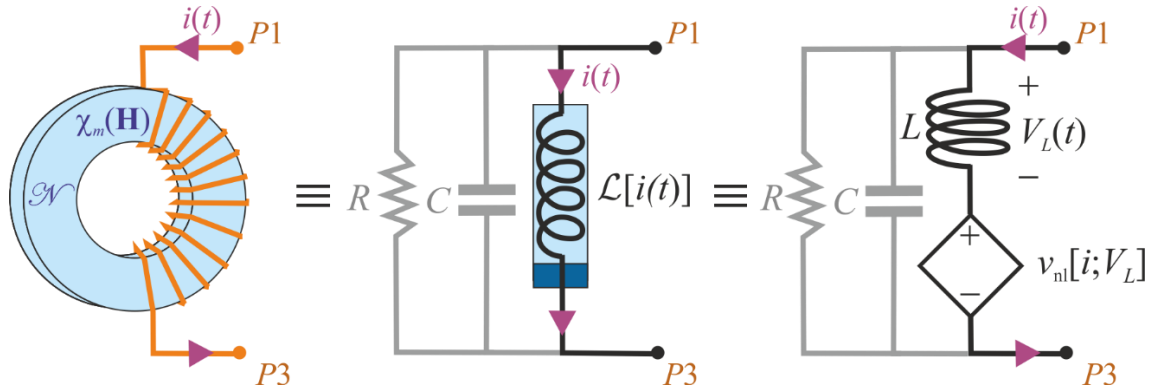


Figura 2-4. Modelo circuital del comportamiento inductivo no lineal del inductor toroidal.

## 2.5 Procedimiento heurístico para la caracterización del comportamiento inductivo no lineal del dispositivo

Este apartado tiene por objetivo determinar los parámetros de ajuste de la ecuación de la curva de imanación propuestas en el modelo a verificar. Para ello, se estudia la inductancia efectiva del dispositivo inductor en función de la intensidad de la corriente eléctrica en la bobina  $\mathcal{L} = \mathcal{L}[i(t)]$ . En primer lugar, cabe destacar que lo habitual es contar con bobinas cuyos valores de susceptibilidad magnética lineal del material del núcleo, imanación de saturación y el número real de espiras en la bobina son proporcionadas por el fabricante con un cierto grado de incertidumbre. Por lo tanto, si se pretende ajustar de manera precisa el comportamiento, se debe trabajar en términos de valores efectivos de estas magnitudes  $N_{eff}$ ,  $\chi_m^{eff}$ ,  $M_S^{eff}$ , las cuales tienen las siguientes expresiones:

$$N_{eff} = \sqrt{\frac{2\pi L_s}{\mu_0 h \ln(b/a)}} \quad (2-24)$$

$$\chi_m^{eff} = \frac{L_0}{L_s} - 1 \quad (2-25)$$

En particular,  $N_{eff}$  se puede entender como el número equivalente de espiras para una bobina toroidal de las mismas dimensiones que el inductor, pero sin núcleo y con las espiras estando uniformemente distribuidas.

Por otro lado, según lo desarrollado en [2], se tiene que cumplir en todo momento que la intensidad aplicada de continua sea mayor que la de AC. Así, en este documento se especifica que la condición de pequeña señal para la cual la ecuación (2-17) sea válida, formulada en términos de los parámetros físicos y geométricos del inductor atiende a la siguiente expresión

$$|i_0(t)| < \varepsilon \frac{2M_S (b+a)\sqrt{ab} \ln(b/a)}{N\chi_m (b-a)}, \quad (2-26)$$

siendo  $\varepsilon$  el rango de tolerancia establecido para la variación relativa de la inductancia del dispositivo cuando la bobina es recorrida por una señal con componente variable en el tiempo  $\Delta\mathcal{L}[i(t)]/\mathcal{L}(I_0)$ .

En consecuencia, si la bobina del inductor es recorrida por una intensidad de corriente  $i_k(t) = I_{0k} + i_o(t)$ , con una componente de AC que cumple estas condiciones de pequeña señal, y se mide experimentalmente la inductancia del dispositivo,  $\mathcal{L}^{\text{exp}}$ , para distintos valores de la intensidad de la componente DC ( $I_{0k}$ ), el conjunto de puntos experimentales  $\{I_{0k}; \mathcal{L}_k^{\text{exp}}\}$  (con  $\mathcal{L}_k^{\text{exp}} = \mathcal{L}_k^{\text{exp}}[I_{0k}]$ ), puede ser utilizado para determinar los valores de los parámetros  $M_\alpha, M_\beta, H_\alpha$  y  $H_\beta$  de manera que la ecuación (2-17) se ajuste a dichos datos experimentales normalizados, es decir

$$\mathcal{L}_n(I_0) = \frac{\mathcal{L}(I_0)}{L} = 1 + \frac{\ell[I_0]}{L}. \quad (2-27)$$

### 2.5.1 Características de los inductores utilizados

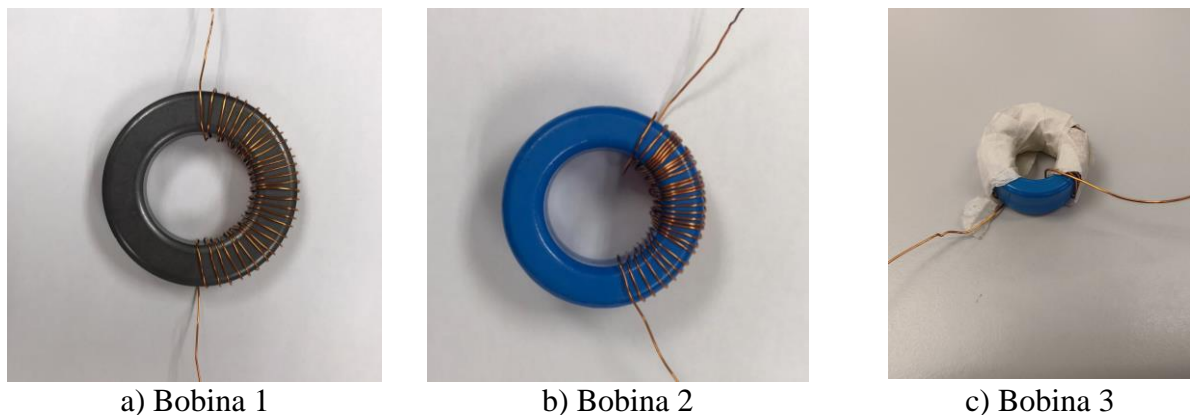
En este estudio, se han utilizado un total de tres inductores, cuyas características quedan reflejadas en la Tabla 2-1. Cada uno de ellos está caracterizado por una geometría, una permeabilidad magnética de su núcleo y un número de espiras N determinado. Cabe destacar que estos inductores han sido hechos a mano utilizando núcleos de ferrita MnZn y cobre esmaltado.

Se identifican los parámetros geométricos a, b, h según lo descrito en la Figura 2-2.

**Tabla 2-1.** Características de los inductores utilizados.

	<b>Bobina 1</b>	<b>Bobina 2</b>	<b>Bobina 3</b>
$\chi_m$	2000	8500	8500
$M_s$ (A/mm)	380	342	342
<b>a</b> (mm)	11,35	14,52	9,36
<b>b</b> (mm)	17,75	25	14,86
<b>h</b> (mm)	12,5	20,50	15,50
<b>N</b>	30	30	50

A continuación, en la Figura 2-5 se muestran imágenes de las bobinas 1, 2 y 3, respectivamente, utilizadas para el estudio.



**Figura 2-5.** Bobinas utilizadas en el estudio.



---

## 3 METODOLOGÍA

---

*La medida de la inteligencia es  
la capacidad de cambiar.  
- Albert Einstein -*

Este capítulo tiene por objetivo describir el *setup* de trabajo en que se han realizado los experimentos para la obtención de la inductancia. Para ello, se describirán los instrumentos de medida empleados, así como su funcionamiento; se comentarán cada una de las configuraciones del circuito de trabajo que se han utilizado para medir, con cada vez más precisión, la inductancia de la bobina; y se describirá, de forma cualitativa el algoritmo numérico implementado en MATLAB desarrollado para el ajuste del modelo teórico a los datos experimentales.

### 3.1 Instrumentos de medida utilizados

Para la caracterización real de las bobinas bajo estudio, se han empleado diversas herramientas de laboratorio que permiten realizar las medidas necesarias con precisión, entre las que se encuentran el LCR Meter, el osciloscopio, el multímetro, el generador de corriente continua (DC), el generador de señales, la sonda de intensidad y, de forma puntual, el VNA. Este apartado tiene por objetivo poner en valor los instrumentos utilizados en el estudio y su funcionamiento, así como la rigurosidad con la que se llevaron a cabo las mediciones para evitar cualquier posible fuente de error.

#### LCR Meter

En primer lugar, el LCR meter es un dispositivo que mide la inductancia (L), capacidad (C) y resistencia (R) de componentes electrónicos. Este mide la inductancia aplicando una señal de corriente alterna (AC) y midiendo la tensión inducida. De esta forma, la relación entre la tensión y la corriente permite calcular la inductancia. Por otro lado, para medir la capacidad, el LCR meter utiliza también una señal de AC y mide la corriente resultante, de forma que la capacidad se calcula a partir de la relación entre la corriente y la frecuencia de la señal aplicada. Finalmente, la resistencia se mide aplicando una corriente continua (DC) y midiendo la caída de tensión a través del componente, para así aplicar la ley de Ohm [7].



**Figura 3-1.** Instrumento LCR Meter. Extraído de la página del fabricante [8].

### Osciloscopio

El osciloscopio es una herramienta esencial para visualizar señales eléctricas en el dominio del tiempo. En particular, en este estudio se ha utilizado el osciloscopio RTB2004 de Rohde&Schwarz, que ofrece alta resolución y capacidad de almacenamiento de datos, para observar cómo se comportaban las señales de entrada y salida del inductor.

El osciloscopio convierte las señales eléctricas en gráficos visuales, mostrando cómo varía la señal en función del tiempo, permitiendo analizar parámetros como la amplitud, frecuencia y forma de la señal. Además, puede medir diversos parámetros como el voltaje pico a pico, frecuencia, tiempo de subida, y caídas de señal, entre otros, por lo que ha sido un instrumento especialmente importante en todo el desarrollo del estudio.



**Figura 3-2.** Osciloscopio RTB2004 de Rohde&Schwarz. Extraído de la página del fabricante [9].

### Multímetro

El multímetro es un instrumento versátil que puede medir varias magnitudes eléctricas básicas como voltaje, corriente y resistencia. Este se conecta en paralelo con el componente bajo prueba para medir la diferencia de potencial, pudiendo medir tanto voltajes de corriente continua (DC) como de corriente alterna (AC). Para medir la corriente, el multímetro se conecta en serie con el circuito. Finalmente, la resistencia se mide aplicando una pequeña corriente y midiendo la caída de tensión resultante, utilizando la ley de Ohm.

En particular, en este estudio el multímetro se utilizó para monitorear de forma constante la intensidad de corriente continua real que pasaba por la bobina, así como para realizar verificaciones rápidas y precisas de los valores eléctricos básicos de ciertos puntos y componentes de los circuitos.





**Figura 3-3.** Multímetro. Extraído de la página del fabricante [10].

### Generador de corriente DC

El generador de corriente DC es un dispositivo que proporciona una corriente continua estable y ajustable, por lo que también supone un instrumento central en este estudio. Normalmente, se usa para probar componentes y circuitos bajo condiciones de corriente controlada.

En particular, en el estudio el generador de corriente DC permitió someter a los inductores a diferentes condiciones de carga haciendo un barrido en intensidad de DC para evaluar la respuesta, el comportamiento y la estabilidad.



**Figura 3-4.** RS PRO Digital Bench Power Supply RS-6005D. Extraído de la página del fabricante [11].

### VNA

Inicialmente se hizo uso del analizador vectorial de redes (VNA) modelo Rhode&Schwarz para intentar realizar el estudio planteado en este documento mediante el análisis de la resonancia de la bobina toroidal. Sin embargo, se encontraron dificultades experimentales que proporcionaban errores significativos al capturar el punto de resonancia. Además, el límite inferior de frecuencias de medida del VNA es de 100 KHz, lo que resultaba insuficiente para las necesidades específicas de este estudio. Para solventar esta limitación, se decidió utilizar el osciloscopio mencionado anteriormente, que permite realizar mediciones precisas de hasta 10 KHz.



**Figura 3-5.** Rohde & Schwarz ZND Vector Network Analyzer. Extraído de la página del fabricante [12].

### Sonda de intensidad

La sonda de intensidad es un dispositivo utilizado para medir la corriente eléctrica que fluye a través de un conductor sin necesidad de interrumpir el circuito. Funciona según el principio de inducción electromagnética, donde el campo magnético generado por la corriente que fluye a través del conductor induce una tensión proporcional en la bobina de la sonda.

En el contexto de este estudio, la sonda de intensidad permite medir con precisión la corriente alterna que pasa a través de la bobina, lo cual es necesario para calcular la inductancia, ya que se necesita conocer tanto la corriente como la tensión alterna aplicada. Al proporcionar mediciones precisas y sin contacto, la sonda de intensidad asegura que el circuito no se vea perturbado durante el proceso de medición, manteniendo la integridad y dotando de una mayor exactitud al experimento.



**Figura 3-6.** Tekbox digital solutions RF current monitor probe TBCP1. Extraído de la página del fabricante [13].

### Generador de señales

El generador de señales es un dispositivo que produce ondas eléctricas de diversas formas y frecuencias, esenciales para probar y caracterizar circuitos eléctricos y componentes. En este estudio, el generador de señales proporciona la señal alterna ( $V_{AC}$ ) necesaria para excitar la bobina cuya inductancia se desea medir. Esta señal alterna permite inducir una corriente en la bobina, y la frecuencia de la señal se selecciona cuidadosamente para que sea adecuada para la medición de inductancia, cumpliendo con la restricción de pequeña señal descrita por la ecuación (2–27).

Cabe mencionar que la precisión y estabilidad del generador de señales son fundamentales, ya que cualquier fluctuación o ruido en la señal generada puede afectar la exactitud de las mediciones de corriente y voltaje. Es por ello que, a lo largo del estudio, el generador de señales se complementa con dispositivos como condensadores para asegurar que la señal aplicada sea constante y de alta calidad. Esto, sumado a las lecturas de la sonda de intensidad, ha permitido un cálculo preciso de la inductancia de la bobina.



**Figura 3-7.** Generador de funciones Rigol DG1062Z. Extraído de la página del fabricante [14].

### 3.2 Configuraciones del circuito de trabajo utilizadas

A continuación, en los siguientes subapartados, se describen las configuraciones de los circuitos de trabajo utilizados, haciendo la distinción entre ellos si el elemento de medida principal fue el VNA o el osciloscopio.

#### 3.2.1 Setup con VNA

En primer lugar, el circuito empleado inicialmente para medir la inductancia de la bobina es el mostrado en la Figura 3-8, y se planteó utilizando un analizador de redes vectorial (VNA). Este está representado dentro del recuadro de líneas discontinuas y su función es aplicar una señal de prueba  $V_{AC}$  al circuito y medir la respuesta en el otro extremo, permitiendo calcular la impedancia. En este contexto, la resistencia  $R_0$  modela la impedancia característica del VNA (50 ohmios).

Por otro lado, los condensadores que aparecen en el circuito de la Figura 3-8, nombrados como  $C_{DEC}$  son condensadores de desacoplo que bloquean cualquier componente de corriente continua (DC) que pudiera pasar al VNA, permitiendo solo el paso de la señal de corriente alterna (AC) para su medición. En otras palabras, estos componentes aseguran que solo la señal relevante llegue al VNA y no se vea afectada por componentes de DC o señales no deseadas.

Además, la bobina central del circuito está alimentada también mediante una fuente de DC ( $V_{DC}$ ) aplicada para polarizar el circuito. En el circuito mostrado en la figura, también se pueden observar bobinas de desacoplo (nombradas como  $L_{DEC}$ , que bloquean la señal de AC, permitiendo solo el paso de componentes de corriente continua DC) y una resistencia de desacoplo  $R_{DEC}$ .

En este circuito, para medir la inductancia el VNA aplica una señal de prueba  $V_{AC}$  y mide la respuesta en frecuencia que se ve afectada por la presencia de la bobina  $L_{Z\ DUT}$ . Al conocer la configuración del circuito, se puede calcular la impedancia total (que incluye la inductancia de la bobina y la resistencia), y se puede determinar el valor de la inductancia  $L_{Z\ DUT}$ . Expresado matemáticamente queda como sigue

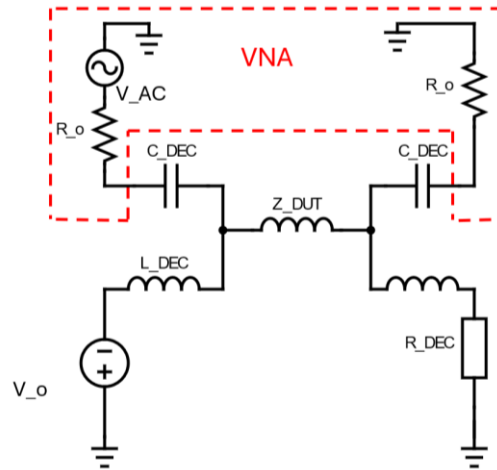
$$S_{21}(dB) = 20 \log \frac{2R_0}{|2R_0 + Z_{iL}|} \quad (3-1)$$

con

$$Z_{iL} = j\omega L.$$

Despejando de estas ecuaciones la inductancia de la bobina, se tiene que la inductancia normalizada sigue la expresión

$$\frac{L}{L_0} = \frac{R_0}{L_0 \pi} (\sqrt{10^{S_{21}/10}} - 1). \quad (3-2)$$



**Figura 3-8.** Primer *setup* de trabajo planteado.

No obstante, a lo largo del desarrollo del proyecto, se decidió cambiar el *setup* de trabajo a uno en el que el elemento principal de medida fuese el osciloscopio ya que las medidas proporcionadas por el VNA no ofrecían resultados satisfactorios, ni se consiguió que el modelo se ajustase de manera adecuada a los datos experimentales, como se podrá comprobar en el apartado 4.2.

El VNA se caracteriza por ser un dispositivo de alta precisión en la medición de parámetros en el dominio de la frecuencia, resultando un problema su aplicación en este estudio. En otras palabras, la presencia de capacidades, autoinducciones y cableado del circuito DC sumada a la extrema sensibilidad del analizador de redes vectoriales, hacía que éste detectase otros casos de resonancias LC que a veces perturbaban las medidas de autoinducción no lineal que se pretendían medir. Para eliminar los efectos de los elementos del circuito DC, habría sido necesario un proceso de recalibración en las puertas del D.U.T, por lo que se consideró más sencillo desarrollar un procedimiento de medida directa de impedancias mediante un osciloscopio.

Además, como el osciloscopio es un elemento más simple de configurar, intuitivo, de menor costo y cuyos métodos de medición son a menudo suficientemente precisos para muchas aplicaciones, se tomó la decisión de explorar si con este instrumento se conseguían resultados que mejorasen los obtenidos con el VNA y la configuración de circuito descrita en este apartado.

### 3.2.2 Setup con osciloscopio

En segundo lugar, se probó la configuración de circuito de trabajo mostrado en la Figura 3-9. En este, el principal instrumento de medida es el osciloscopio, siendo el circuito a) aplicable para corrientes de DC menores a 2A, y el circuito b) para corrientes mayores, permitiendo alcanzar la saturación completa del inductor. En otras palabras, ambos circuitos están diseñados para manejar diferentes niveles de corriente de DC, asegurando mediciones precisas incluso en condiciones de alta corriente para observar el comportamiento de saturación del elemento inductivo.

En el circuito a) (intensidad de DC menor a 2A), se introduce una señal de AC ( $V_0(t) = V_0 \sin(\omega t)$ ) mediante el generador de señales, modelando a través de  $R_0$  la impedancia de la fuente. El condensador de desacoplo ( $C_{DEC}$ ), bloquea cualquier componente de corriente continua (DC), por lo que permite sólo el de la señal AC que conecta con el generador de señales.

Por otro lado, se introduce una señal de corriente continua a través de la fuente de DC para establecer la corriente de polarización del circuito. Esta fuente se conecta a una bobina de desacoplo,  $L_{DEC}$ , para bloquear señales de AC por esa rama del circuito y permitir únicamente el paso de componentes de corriente continua (DC).

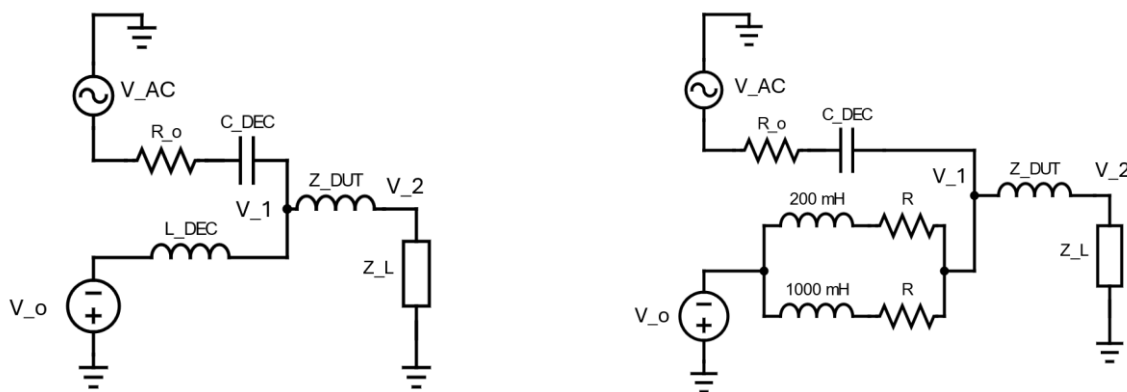
En cuanto a la obtención de la inductancia de la bobina en esta configuración, se obtiene conectando el osciloscopio a los puntos  $V_1$  y  $V_2$  para medir la diferencia de voltaje ( $V_1 - V_2$ ) a través de la bobina. De esta forma, se puede calcular la impedancia de la bobina utilizando la fórmula

$$Z_{DUT} = |Z_L| \frac{|V_1 - V_2|}{|V_2|}. \quad (3-3)$$

Cabe destacar que la impedancia de carga  $Z_L$ , es puramente resistiva, y se ha ido modificando manualmente a lo largo del experimento para que el divisor de tensión sea coherente con el aumento de las intensidades de continua. Una vez conocida la impedancia,  $Z_{DUT}$  y conociendo la frecuencia  $f$  de trabajo, es inmediato la determinación de la inductancia normalizada usando la relación

$$\frac{L}{L_0} = \frac{Z_{DUT}}{2\pi f L_0}. \quad (3-4)$$

En cuanto al circuito b) de la Figura 3-9, se utiliza cuando la intensidad de corriente continua es superior a 2 A. En esta configuración, el cálculo de la inductancia es idéntico al anterior, pero se añaden una inductancia de desacoplo con una resistencia adicionales en paralelo a las que ya se disponía. Esto es para estabilizar la corriente DC, ya que la inductancia de 1 H filtrará cualquier componente de alta frecuencia, asegurando que la corriente de polarización sea lo más constante posible. Además, esta inductancia adicional actúa como un filtro de alta frecuencia, evitando que las fluctuaciones rápidas afecten la medición de la inductancia. Así, esta configuración ayuda a mantener una corriente controlada y estable a través del inductor, asegurando que la impedancia medida por el osciloscopio es limpia y precisa.



a) b)  
**Figura 3-9.** Segundo *setup* de trabajo planteado.

La configuración del *setup* de trabajo mostrado en la Figura 3-9, fue mejorado por la configuración mostrada en la Figura 3-10. Aunque los resultados arrojados por la configuración anterior fuesen satisfactorios, este Trabajo de Fin de Grado tiene por objetivo medir con la mayor precisión posible el fenómeno en estudio, sin perder el rigor que la aplicación requiere. En este sentido, se probaron varias configuraciones adicionales en busca de una mayor exactitud de los valores experimentales y la correspondiente mejora en el ajuste de estos al modelo teórico que se pretende validar.

De esta forma, se comprobó experimentalmente que el circuito mostrado en la Figura 3-10 conseguía este objetivo, y se verá reflejado en el apartado 4.2 del presente documento. Este circuito se diferencia del anteriormente explicado en que la resistencia de carga se sitúa antes de la bobina, con el fin de medir con el osciloscopio directamente sobre ella.

Es decir, esta configuración facilita la medición de las caídas de tensión necesarias ( $V_1, V_2$ ) para calcular la impedancia y la inductancia de la bobina, siendo la disposición de los puntos de medición en el circuito más directa y precisa.

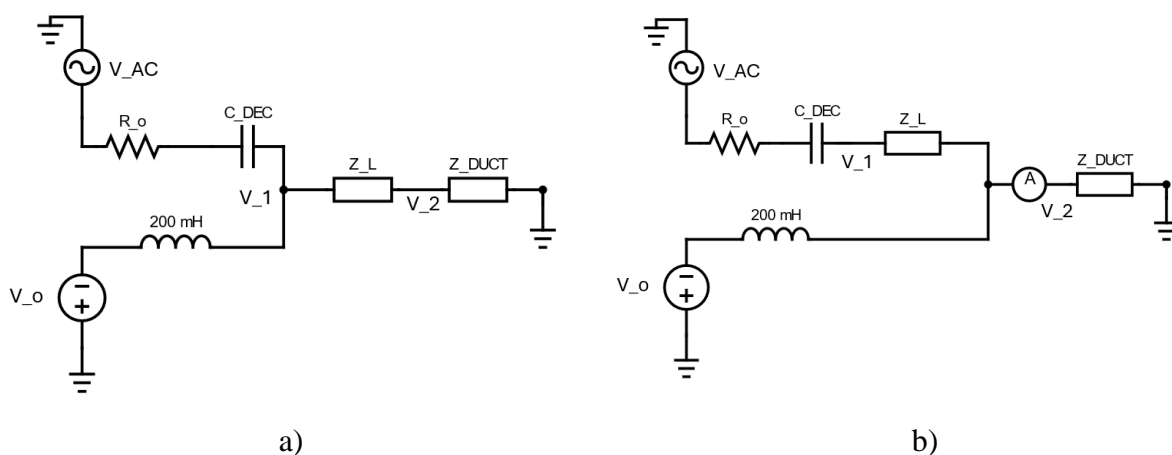
De nuevo, se divide el estudio en tres sub-configuraciones para diferentes rangos de corriente continua (DC): la a) cuando se tienen corrientes DC menores a 1A, la b) para corrientes entre 1A y 2A, y la c) para valores de intensidad superiores a 2A.

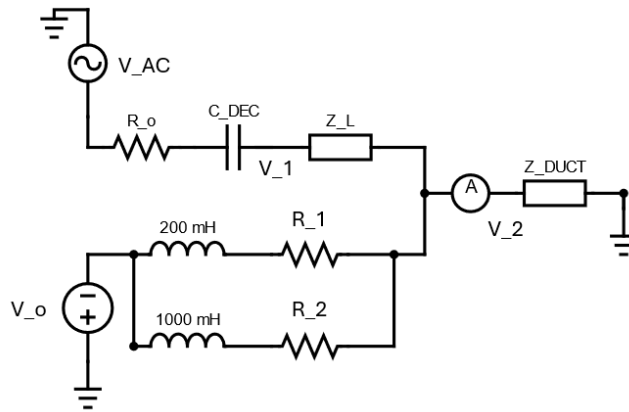
Así, la configuración de la Figura 3-10 a) es análoga a la Figura 3-9 a) pero añadiendo la resistencia de carga antes de la bobina, por lo que el procedimiento de cálculo de la inductancia es similar. En esta ocasión, las sondas de medición que se conectan al osciloscopio irían en los terminales de la resistencia de carga, y no en los terminales de la bobina como en el caso anterior. De esta forma, la inductancia se calcula como

$$\frac{L}{L_0} = \frac{|V_2|}{2\pi f L_0 |V_1 - V_2|} |Z_L|. \quad (3-5)$$

En la configuración de la Figura 3-10 b), se coloca la resistencia de carga en la rama de la corriente alterna y en paralelo a la rama de la corriente continua, mientras que en la configuración mostrada en la Figura 3-10 c) se coloca en paralelo una bobina y una resistencia adicionales a las que ya existían en la rama de corriente continua, al igual que se realizó en la configuración anterior de la Figura 3-9.

Estas tres sub-configuraciones permiten que se manejen diferentes rangos de corriente, garantizando que las mediciones de inductancia sean precisas y que los componentes no se dañen debido a corrientes excesivas, al mismo tiempo que se obtienen divisores de tensión significativos.





c)

**Figura 3-10.** Tercer *setup* de trabajo planteado.

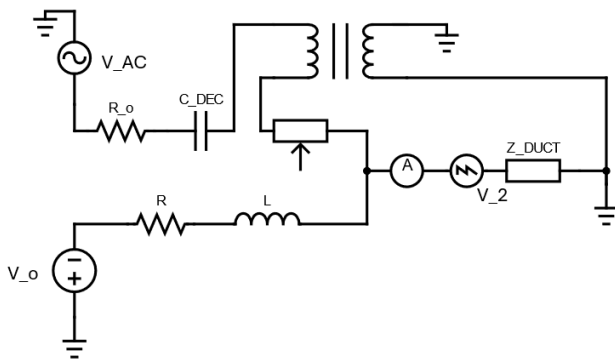
Con el objetivo de mejorar la precisión, se siguió en busca de un *setup* que mejorase la de las medidas tomadas anteriormente. El siguiente paso en esta tarea fue implementar una sonda de intensidad que controlase la intensidad de que pasa por la bobina. Para ello se colocó en serie a la bobina cuya inductancia se quiere medir, haciendo pasar varias vueltas por la sonda de la línea que conecta el amperímetro con la bobina.

En esta configuración, al igual que en anteriores, el generador de señales proporciona una señal alterna  $V_{AC}$  para excitar el circuito, cuya resistencia interna del generador de funciones es  $R_0$ . El condensador  $C$  que se encuentra en la rama de alterna tiene como objetivo filtrar los componentes de alta frecuencia y estabilizar la señal, mientras que el potenciómetro actúa como resistencia, ajustando el nivel de señal aplicada a la bobina. Además, este nuevo circuito incorporaba un inductor en la rama de alterna para mejorar la estabilidad y precisión de la medición de inductancia de la bobina principal.

En otras palabras, la inclusión de este inductor en la rama de AC en esta configuración de medición se planteó para una mejora de la precisión y estabilidad del circuito al filtrar el ruido de alta frecuencia de la señal de entrada, proporcionar una señal de AC más limpia, separar las componentes de corriente continua y alterna, y proteger otros componentes del circuito. De esta forma, se asegura que las mediciones de la inductancia de la bobina sean más precisas y consistentes, haciendo que esta configuración sea más efectiva que las anteriores desarrolladas.

Por su lado, el osciloscopio está conectado en paralelo con el voltímetro a través de la bobina, permitiendo la visualización de la señal de voltaje alterno aplicada a través de la bobina. Por ello, el cálculo de la inductancia normalizada es aún más inmediato, ya que la diferencia de tensión medida en el osciloscopio, es directamente la impedancia, ya que la intensidad  $i_0$  se controla gracias a la sonda de intensidad, de forma que se mantenga en todo momento igual a 1 mA. Sabiendo la impedancia, la inductancia normalizada se calcula de acuerdo a la ecuación (3-4) como en casos anteriores.

En la Figura 3-11 se puede observar el circuito comentado anteriormente y el montaje real en el laboratorio, llevado a cabo durante la fase de experimentación de este proyecto.



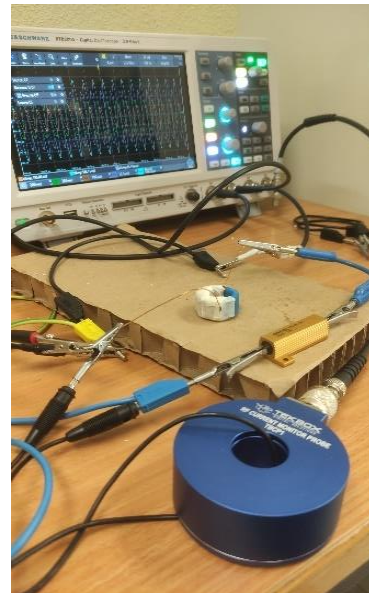
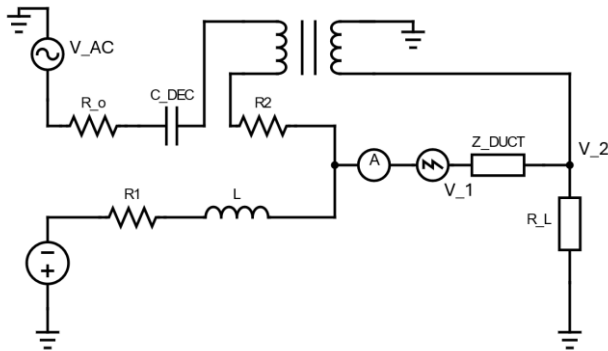
a)

b)

**Figura 3-11.** Cuarto *setup* de trabajo planteado.

Finalmente, el circuito planteado en la Figura 3-11 se decidió mejorar de acuerdo a lo mostrado en la Figura 3-12, siendo ya este el circuito definitivo alcanzado, y al que se le sometió a un estudio extensivo de pruebas realizadas posteriormente. Este nuevo *setup* incluyó una resistencia de carga colocada de uno de los bornes de la bobina a tierra, la cual era manualmente intercambiable según la intensidad de corriente continua aplicada al circuito. Además, se observó que no era necesario que la sonda de intensidad contuviese tantas vueltas de la línea de corriente, ni tampoco controlar que esta se mantuviese en 1mA. En la Figura 3-12 se muestra el circuito definitivo, así como una imagen del montaje en el laboratorio, resaltando la presencia de la resistencia de carga y la sonda de intensidad midiendo sobre una sola vuelta de la línea del circuito.

De igual forma que en circuitos anteriores, la inductancia normalizada en esta ocasión se calcula a partir de las ecuaciones 3-3 y 3-4.



a)

b)

**Figura 3-12.** Quinto *setup* de trabajo planteado: circuito definitivo.



### 3.3 Algoritmo de optimización en MATLAB para el ajuste del modelo teórico a los datos experimentales

En este apartado se describe el algoritmo de optimización implementado en MATLAB, cuyo propósito es ajustar el modelo teórico desarrollado en el apartado 2.4 a los datos experimentales de inductancia normalizada en función de la intensidad.

Fijado el experimento (para una frecuencia y bobina concretas), se define  $x_i$  como el valor de la inductancia normalizada medida a intensidad  $I_i$  de la medición  $i$ -ésima ( $i = 1 \dots N_{medidas}$ ). Sea  $f(\vec{p}, I_i)$  la función dada por la ecuación 2-16 que representa la predicción del modelo para la inductancia normalizada dado el vector de parámetros  $\vec{p} = [M_\alpha, M_\beta, H_\alpha, H_\beta]$  y una intensidad  $I_i$  determinada.

El problema de ajustar el modelo teórico a los datos experimentales se reduce a encontrar el valor de  $p$  que minimiza la suma del error cuadrático entre el valor predicho por la función  $f(\vec{p}, I_i)$  a una intensidad  $I_i$  y el correspondiente valor experimental medido  $x_i$ , sujeto a las restricciones reflejadas en las ecuaciones 2-10 y 2-11.

$$\vec{p}_{ajuste} = \begin{bmatrix} M_\alpha \\ M_\beta \\ H_\alpha \\ H_\beta \end{bmatrix}_{ajuste} = \min_{\vec{p}} \sum_{i=1}^N \|x_i - f(\vec{p}, I_i)\|^2 \text{ sujeto a } \begin{cases} M_\alpha + M_\beta = M_s \\ \frac{2}{\pi} \left( \frac{M_\alpha}{H_\alpha} + \frac{M_\beta}{H_\beta} \right) = \mu_r^{ini} \end{cases} \quad (3-6)$$

Conocidos los valores de  $M_s$  (dato nominal proporcionado por el fabricante) y  $\mu_r^{ini}$  (obtenido a partir de los datos experimentales a través de la ecuación 2-25), es posible despejar explícitamente los parámetros  $M_\beta$  y  $H_\beta$  a partir de las restricciones y sustituirlos en la expresión de  $f(\vec{p}, I_i)$ , por lo que el problema se simplifica a un problema de optimización bivariable no lineal sin restricciones, en las nuevas variables  $\vec{p}' = [M_\alpha, H_\alpha]$ , quedando:

$$\vec{p}'_{ajuste} = \begin{bmatrix} M_\alpha \\ H_\alpha \end{bmatrix}_{ajuste} = \min_{\vec{p}'} \sum_{i=1}^N \|x_i - f'(\vec{p}', I_i)\|^2 \quad (3-7)$$

Una vez resuelto este problema, los valores de  $M_\beta$  y  $H_\beta$  se calculan a partir de la sustitución en las restricciones los parámetros  $M_\alpha$  y  $H_\alpha$  encontrados en el óptimo.

En la literatura existen diversos algoritmos diseñados para la resolución de este tipo de problemas. En particular, para este trabajo, el algoritmo *BFGS quasi-Newton method* es el escogido, implementado mediante la función `fminunc` de MATLAB [15]. La función `fminunc` utiliza métodos de optimización sin restricciones para encontrar el mínimo de la función objetivo, usando algoritmos variantes de los métodos de gradiente o Newton.

Al usar un método basado en gradientes, se requiere que la función objetivo sea continua con primera derivada continua. El gradiente y la matriz hessiana del problema se calculan numéricamente en cada iteración, hasta obtener la convergencia a un valor, dentro de una tolerancia específica [15].

Es fundamental la elección de un iterante inicial apropiado para lograr la convergencia del problema a un punto válido. Para ello, se toman valores de la literatura [2] como referencia. Además, se ha implementado `MultiStart`, una técnica de optimización global utilizada para

mejorar la probabilidad de encontrar el mínimo global de una función en problemas no convexos, en lugar de quedar atrapado en un mínimo local [16].

Esto es posible al ejecutar múltiples llamadas a una función de optimización desde diferentes puntos de partida. Internamente, se generan 1000 puntos iniciales dispersos en el espacio de búsqueda, a partir de los cuales se inicia la búsqueda del mínimo. Los resultados de todas las optimizaciones locales se comparan para determinar el mejor (mínimo) valor de la función objetivo encontrado.

Finalmente, se representan gráficamente tanto los datos experimentales como los valores ajustados. Para ello, se utiliza una gráfica semilogarítmica para visualizar la relación entre la intensidad y la inductancia normalizada, lo que permite comparar directamente los datos experimentales con el modelo ajustado, facilitando así la evaluación de la precisión del ajuste.

---

## 4 RESULTADOS DE VERIFICACIÓN DEL MODELO: AJUSTE Y OBTENCIÓN DE PARÁMETROS

---

*La prueba de todo conocimiento es el experimento. Es el único juez de la verdad científica.*  
- Richard Feynman -

Una vez se tiene el circuito experimental para caracterizar el comportamiento no lineal de un inductor, así como el algoritmo de optimización que ajusta el modelo teórico a los datos experimentales, se han realizado varias pruebas para la verificación de la bondad del modelo, así como el análisis en profundidad del comportamiento real de las bobinas.

En este contexto, se ha medido el coeficiente de autoinducción cuando la bobina es excitada con una señal pequeña de AC y una componente de DC creciente, y se han normalizado los datos extraídos. Posteriormente, se ha utilizado el algoritmo de optimización descrito en el apartado 3.3 para ajustar los parámetros del modelo que se pretende validar, de forma que la curva proporcionada por este modelo se ajuste lo mejor posible a los datos experimentales extraídos.

De forma general y en una primera aproximación, todos los resultados experimentales muestran una buena concordancia con las predicciones del modelo analítico en cuanto a tendencia en el comportamiento. No obstante, en algunas configuraciones del circuito de trabajo comentadas en el Apartado 3.2, se observan desajustes, medidas experimentales con errores o, simplemente, resultados que han sido mejorados por otras configuraciones de trabajo. Así, en las secciones que siguen se comentan tanto los resultados intermedios como finales que se consideran de interés, aunque ya se anticipa que el modelo propuesto se erige como una herramienta poderosa para el diseño y optimización de inductores y otros dispositivos magnéticos.

### 4.1 Análisis exploratorio previo de los datos experimentales extraídos

Con el fin de ilustrar en términos absolutos cuáles son los rangos de variación de la impedancia y la autoinducción dinámica del inductor a diferentes valores de intensidad continua en los diferentes experimentos realizados, en este apartado se recogen extractos de las medidas experimentales obtenidas para una de las bobinas estudiadas. Los resultados de estas pruebas se presentarán en los apartados que siguen.

**Tabla 4-1.** Extracto de valores experimentales de la bobina 3 a 100kHz (prueba con VNA)

$I_{DC}$ (mA)	$S_{21}$ (-)	$L$ (mH)	$L/L_0$ (-)
0	47.7	38.620	1
20.08	42.87	22.146	0.573
50.87	31.23	5.796	0.150
100.4	18.21	1.285	0.033
300.5	3.24	0.168	0.004

**Tabla 4-2.** Extracto de valores experimentales de la bobina 3 a 50kHz.

$I_{DC}$ (mA)	$Z_{DUT}$ ( $\Omega$ )	$L$ (mH)	$L/L_0$ (-)
0	6411.437	34.014	1
5	5862.118	31.100	0.9143
18	3781.621	20.062	0.590
50	973.620	5.165	0.152
200	53.431	0.283	0.008
1504	3.460	0.018	0.0005

**Tabla 4-3.** Extracto de valores experimentales de la bobina 3 a 10kHz.

$I_{DC}$ (mA)	$Z_{DUT}$ ( $\Omega$ )	$L$ (mH)	$L/L_0$ (-)
0	3206.549	33.809	1
5.03	1959.774	31.191	0.923
18.02	1363.797	21.706	0.642
50.06	328.664	5.231	0.155
200.1	18.458	0.294	0.009
1504	0.418	0.007	0.00019

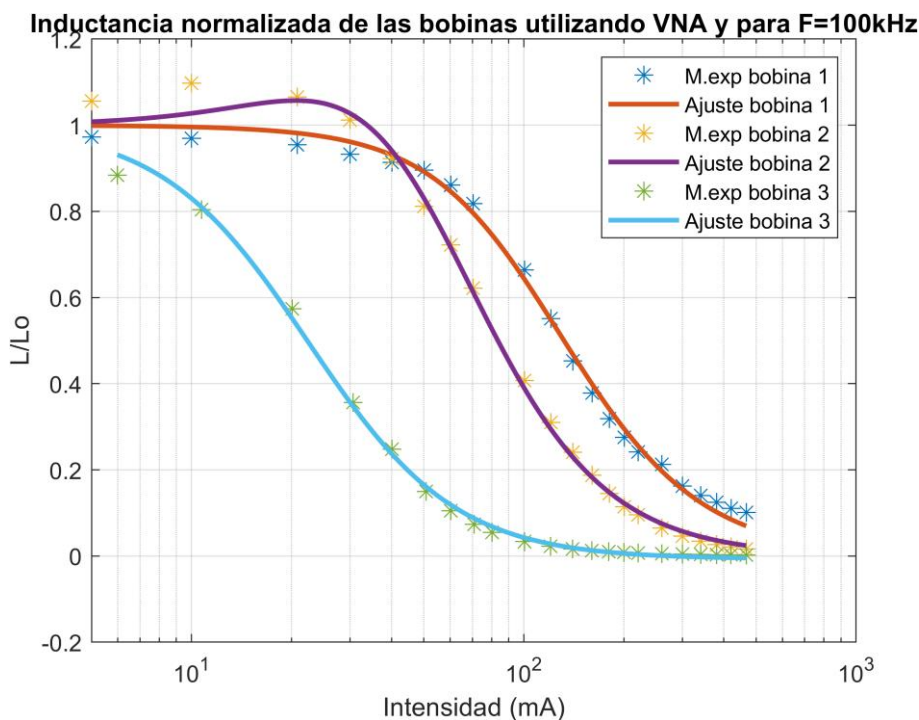
En las tablas anteriores, los datos experimentales demuestran que tanto la impedancia como la autoinducción dinámica del inductor disminuyen considerablemente con el aumento de la corriente continua. A frecuencias de 100 kHz, la inductancia cae desde 38.620 mH a 0.168 mH cuando la corriente se incrementa de 0 mA a 300.5 mA. A 50 kHz y 10 kHz, se observa una tendencia similar, con la inductancia reduciéndose a valores casi insignificantes a altas corrientes continuas. Además, se destaca que el valor de la inductancia inicial de un mismo inductor toroidal aumenta con la frecuencia.

Esta notable variación en la impedancia y autoinducción puede llevar a cambios drásticos en el comportamiento del dispositivo dentro de un sistema eléctrico. En particular, la disminución de la inductancia con el aumento de la corriente puede afectar la capacidad del inductor para almacenar energía y suavizar fluctuaciones de corriente, lo que podría resultar en una mayor susceptibilidad a picos de voltaje y ruido en el sistema.

El comportamiento no lineal observado sugiere que el inductor bajo estudio presenta características de autoinducción dinámica que deben ser consideradas en el diseño y análisis de circuitos donde se espera que el dispositivo opere bajo diferentes niveles de corriente continua, por lo que justifica el estudio exhaustivo que se realiza en las secciones que siguen.

## 4.2 Resultados de experimentos intermedios o no válidos

En este apartado se contemplan algunos resultados de los experimentos intermedios, así como aquellos que se han llevado a cabo con configuraciones de circuitos que han sido superados por *setups* mejorados, que resultan de interés. Además, algunos de ellos sirven de base para justificar el cambio de circuito o descubrir comportamientos interesantes que merecen ser analizados en profundidad.



**Figura 4-1.** Resultados del ajuste de la configuración inicial con VNA.

En primer lugar, la gráfica mostrada en la Figura 4-1, muestra la relación entre la inductancia normalizada ( $L/L_0$ ) y la intensidad de corriente ( $I$ ) para las tres bobinas utilizadas en este estudio, cuyas características se encuentran en el Apartado 2.5.1, utilizando el VNA a una frecuencia de 100 kHz.

En esta gráfica, el eje de ordenadas representa la inductancia normalizada ( $L/L_0$ ), donde  $L$  es la inductancia medida a una determinada intensidad y  $L_0$  es la inductancia inicial sin corriente, mientras que el eje  $x$  representa la intensidad de corriente en miliamperios (mA) en escala logarítmica, que varía desde aproximadamente 10 mA hasta 1 A.

Para el caso de la bobina 1, la curva experimental muestra que la inductancia disminuye rápidamente con el aumento de la corriente, empezando a descender notablemente a partir de unos 20 mA. Este comportamiento de disminución de la inductancia con el aumento de la corriente indica la saturación del núcleo de la bobina. En otras palabras, a medida que la corriente aumenta, el núcleo magnético de la bobina se aproxima a su punto de saturación, reduciendo así la inductancia.

Por su lado, la inductancia de la bobina 2 disminuye a un ritmo menos pronunciado en comparación con la primera, mientras que la bobina 3 muestra una disminución de inductancia

más gradual comparada con las otras dos, empezando a descender significativamente a partir de aproximadamente 30 mA.

Así, se puede concluir de este experimento que la bobina 1 tiene una menor sensibilidad a la corriente, manteniendo una mayor proporción de su inductancia inicial a mayores intensidades, mientras que la bobina 3 se satura a intensidades de corriente continua más bajas que las otras dos.

En cuanto a los ajustes matemáticos, para las tres bobinas muestran una buena correspondencia con los datos experimentales, intuyendo que, como primera aproximación, el modelo describe el comportamiento de las inductancias bajo diferentes corrientes. No obstante, se requiere de una mayor precisión en el ajuste del modelo a los datos experimentales para la aplicación que se pretende alcanzar con este estudio: llegar a obtener los parámetros del modelo con la mayor exactitud posible que modelan el comportamiento real de estos dispositivos en su región no lineal, con el fin de poder aplicarlos en un entorno de simulación y evitar el sobrecoste de su producción “a ciegas”.

Además, la configuración del circuito empleada para la obtención de estos resultados no es la ideal en términos de saturación. Esto es, mediante el estudio reflejado en todo el documento se pretende llegar a la saturación completa del material para poder conocer con exactitud el comportamiento en todas sus regiones de magnetización. Sin embargo, para las dos primeras bobinas, se puede observar que no se alcanza la saturación completa del material. También cabe destacar que, para la bobina 3, en este experimento no se aprecia la región lineal de la inductancia normalizada, la cual también es interesante que quede reflejada para ver la respuesta del modelo en esta región.

También cabe destacar que, para el caso de las inductancias experimentales medidas para la bobina 2 reflejadas en la Figura 4-1, así como en ciertas medidas que siguen, aparece un comportamiento indeseable en el que, antes de disminuir por efecto de la saturación, la impedancia de inductor crece ligeramente para intensidades de corriente relativamente bajas.

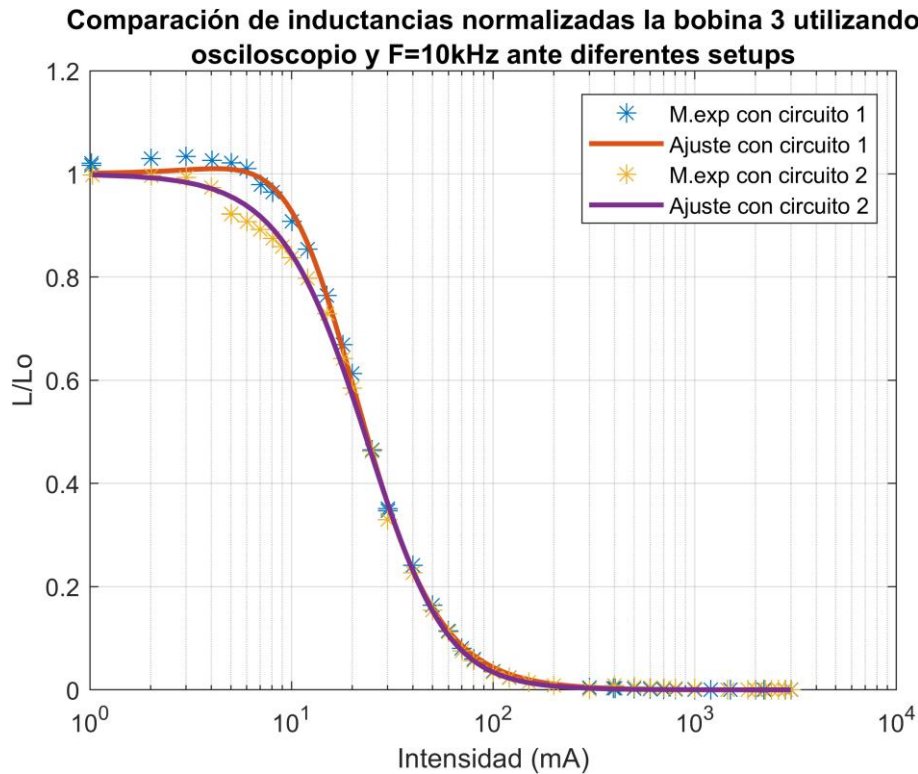
Este es un comportamiento espurio, que podría estar justificado por un calentamiento inicial de la resistencia de potencia, produciéndose un ligero aumento de la resistencia eléctrica de este dispositivo. Esto tendría como consecuencia que la intensidad de la corriente de alterna es en realidad ligeramente menor que la que se supone que hay, por la que la impedancia del inductor aumentaría, aparentemente.

Este problema ha sido subsanado, de aquí en adelante y solo para aquellos experimentos en los que ha sido apreciable este comportamiento, descartando el experimento en su totalidad (cuando el efecto era muy notorio) y volviendo a repetirlo; eliminando esas medidas puntuales; o si las inductancias normalizadas estaban levemente por encima de 1 y afectaban mínimamente al ajuste del modelo teórico, se mantuvieron.

En cualquier caso, este problema queda fuera de los márgenes de investigación de este estudio, y se propondrá en el capítulo 6 la eliminación de este comportamiento espurio como futura línea de investigación.

Por todo ello, se propuso un cambio en el *setup* de trabajo, comentado en el Apartado 3.2, considerando la creación de un nuevo circuito que tuviese como elemento central de medida el osciloscopio. En este sentido, se probaron dos nuevas configuraciones (las cuales corresponden con las dos primeras desarrolladas en el Apartado 3.2.2), cuyos resultados se reflejan en la Figura 4-2, donde se puede observar que los resultados mejoran a los obtenidos en el caso anterior.

En particular, se obtiene que el ajuste proporcionado por el modelo para el caso de la segunda configuración del circuito con osciloscopio, mejora a la proporcionada por el primero de ellos. Además, cabe destacar que en estos casos sí se logró llegar a la saturación completa de las bobinas, al mismo tiempo que se observa la región de comportamiento lineal de la bobina (representada mediante una tendencia aproximadamente horizontal en los datos experimentales, para intensidades de corriente continua bajas).

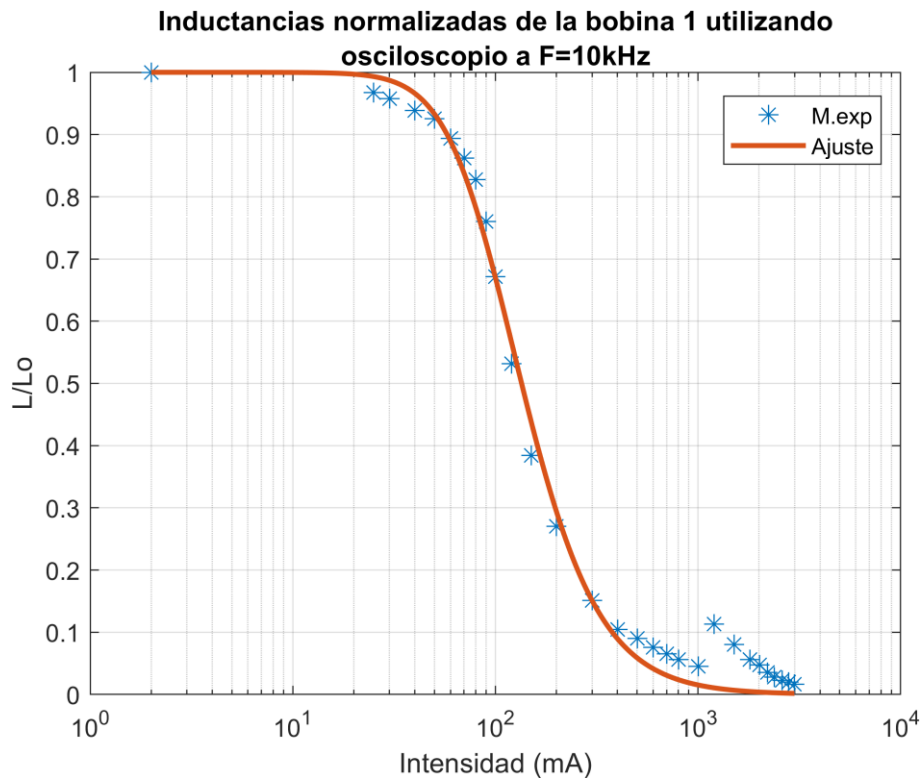


**Figura 4-2.** Comparación de la bondad de los dos primeros *setups* con osciloscopio.

Si bien este experimento sí es válido, se contempla en este apartado del documento ya que es una configuración de circuito no definitiva. No ocurre lo mismo con los resultados mostrados en la Figura 4-3. En esta, el ajuste del modelo a las inductancias normalizadas registradas es adecuado para intensidades menores a 1A. No obstante, para medidas superiores de intensidad, la gráfica muestra una dispersión significativa en los datos experimentales, con valores de inductancia fluctuando con un patrón que es interesante analizar.

El comportamiento errático de las mediciones experimentales a intensidades mayores de 1A puede atribuirse al cambio de resistencia que se realizó en ese rango para obtener un divisor de tensión adecuado. Así, se puede pensar que este comportamiento fluctuante con patrón descendente puede haber sido causado por un posible transitorio introducido con el cambio de resistencia, que haya afectado a la toma de datos. En este sentido, si la nueva resistencia tenía diferentes características, como una mayor tolerancia o inductancia parásita, podría haber influido en las mediciones de corriente y voltaje, alterando la precisión de los valores de inductancia calculados.

En cualquier caso, el comportamiento observado en la Figura 4-3 para valores de intensidad mayores a 1 A sugiere que el cambio en la configuración del circuito a altas corrientes introduce factores que afectan la precisión de las mediciones, destacando la importancia de mantener condiciones consistentes y estables los experimentos.



**Figura 4-3.** Anomalía en datos experimentales para intensidades mayores a 1A.

### 4.3 Resultados del circuito definitivo

Este apartado tiene como objetivo plantear los resultados obtenidos con la configuración del circuito de trabajo definitiva, descrita en el Apartado 3.2.2, así como el análisis exhaustivo realizado para obtener conclusiones sobre la correlación entre ciertos parámetros y el comportamiento real de las diferentes bobinas estudiadas.

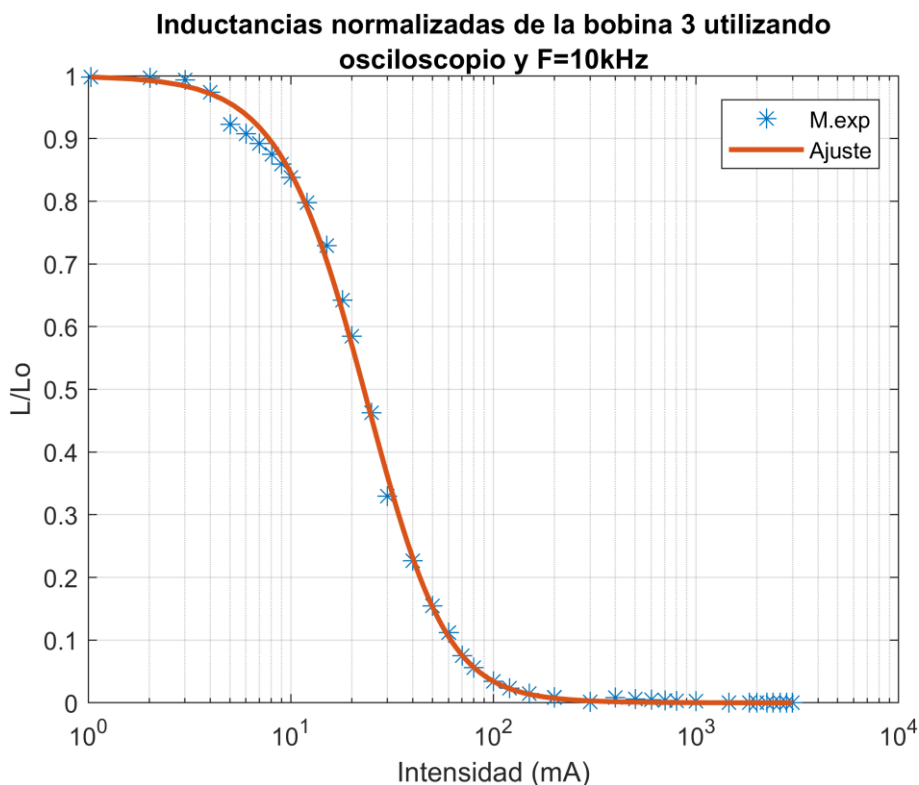
#### 4.3.1 Estudio de inductancias normalizadas de la bobina 3 a f=10kHz

En la Figura 4-4 puede verse la relación entre la inductancia normalizada ( $L/L_0$ ) y la intensidad de corriente ( $I$ ) para la bobina 3 con una frecuencia de  $F=10$  kHz. Las mediciones experimentales muestran una excelente concordancia con el modelo teórico ajustado, validando así la precisión del circuito, del método de medición empleado, y del propio modelo teórico planteado.

De esta forma, se puede observar que a bajas intensidades de corriente (1 mA a 10 mA), la inductancia permanece prácticamente constante, lo que se refleja en la gráfica con valores de  $L/L_0$  cercanos a 1. A medida que la intensidad de corriente aumenta (10 mA a 100 mA), la inductancia comienza a disminuir de manera más pronunciada, indicando que el núcleo de la bobina está empezando a saturarse. En el rango de 100 mA a 1 A, la disminución de la inductancia se acelera, reflejando un mayor grado de saturación del núcleo. Finalmente, para corrientes superiores a 1 A, la inductancia alcanza valores muy bajos ( $L/L_0 \approx 0$ ), indicando que la bobina ha alcanzado su saturación completa.

La gráfica muestra que, a intensidades de corriente elevadas, la inductancia se reduce significativamente, lo cual es indicativo de la saturación completa del núcleo de la bobina, siendo consistente con la teoría de que, al saturarse, el material del núcleo ya no puede sostener más flujo magnético, lo que resulta en una caída abrupta de la inductancia, atendiendo a la ecuación (2-14).





**Figura 4-4.** Ajuste de la inductancia normalizada de la bobina 3 con el circuito definitivo a  $F=10\text{kHz}$ .

Además, y a partir de ahora, dado que el ajuste de las curvas teóricas a los datos experimentales es satisfactorio, se obtienen, a través del algoritmo desarrollado y explicado en el apartado 3.3, los valores de los parámetros que caracterizan la ecuación de comportamiento de la inductancia en función de la corriente. Esta metodología permite determinar con precisión los coeficientes y constantes que describen cómo la inductancia de la bobina varía con la intensidad de corriente aplicada, proporcionando una comprensión cuantitativa del fenómeno de saturación del núcleo magnético. Estos parámetros serán fundamentales en apartados posteriores para la validación en entornos de simulación, así como para trabajos futuros sobre modelización y diseño de aplicaciones prácticas que utilicen inductores bajo diferentes condiciones de operación.

**Tabla 4-4.** Parámetros de ajuste de la inductancia normalizada de la bobina 3 a  $f=10\text{kHz}$ .

	$M_\alpha$ (kA/m)	$H_\alpha$ (A/m)	$M_\beta$ (kA/m)	$H_\beta$ (A/m)
<b>Bobina 3 a 10kHz</b>	263.670	18.936	78.330	-41.310

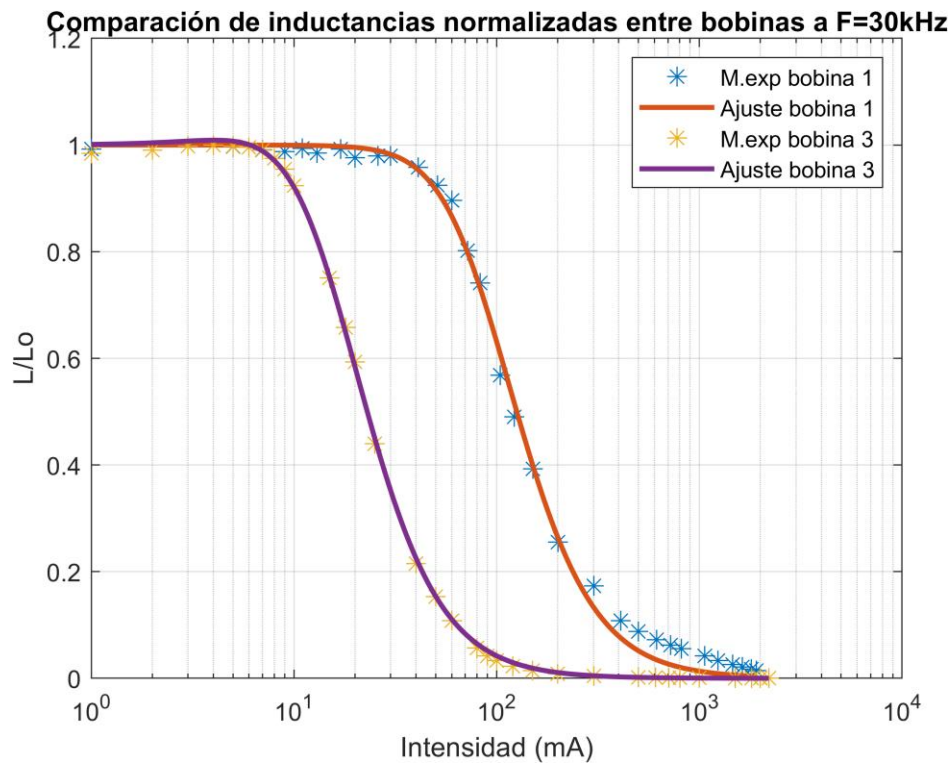
#### 4.3.2 Estudio de inductancias normalizadas entre bobinas a $f=30\text{kHz}$

A continuación, en la Figura 4-5 se muestra una comparación de inductancias normalizadas entre las bobinas 1 y 3, en la que se observa que la bobina 3 llega antes a saturarse que la bobina 1. Este fenómeno, que ya fue también visible anteriormente en la Figura 4-1, puede ser explicado por las diferentes propiedades magnéticas y físicas de las bobinas en estudio.

En primer lugar, cabe destacar que la bobina 3 tiene una permeabilidad magnética ( $\chi_m = 8500$ ) mucho mayor que la de la bobina 1 ( $\chi_m = 2000$ ), lo cual contribuye a que la bobina 3 tenga una mayor sensibilidad a la corriente, motivo por el cual llega a la saturación a corrientes más bajas.

Además, y aunque ambas bobinas tienen valores similares de magnetización de saturación, la bobina 1 tiene un valor ligeramente mayor ( $M_s = 380 \text{ A/mm}$ ) comparado con la bobina 3 ( $M_s = 342 \text{ A/mm}$ ). Se considera entonces que esta pequeña diferencia también influye en el punto en el que cada bobina alcanza la saturación.

Finalmente, la bobina 3 tiene un mayor número de vueltas ( $N = 50$ ) en comparación con la bobina 1 ( $N = 30$ ), lo que aumenta la inductancia inicial pero también hace que la bobina sea más sensible a la corriente, alcanzando la saturación más rápidamente.



**Figura 4-5.** Comparación del ajuste de la inductancia normalizada según la bobina.

En la Tabla 4-5 que sigue, se muestran los parámetros de ajuste de la ecuación (2-16) que mejor ajustan el modelo teórico a los datos experimentales de las bobinas 1 y 3 a una frecuencia de 30kHz. Al tener núcleos con diferentes propiedades magnéticas, todos los coeficientes son distintos entre sí.

**Tabla 4-5.** Parámetros de ajuste de la inductancia normalizada de cada bobina para  $f = 30\text{kHz}$ .

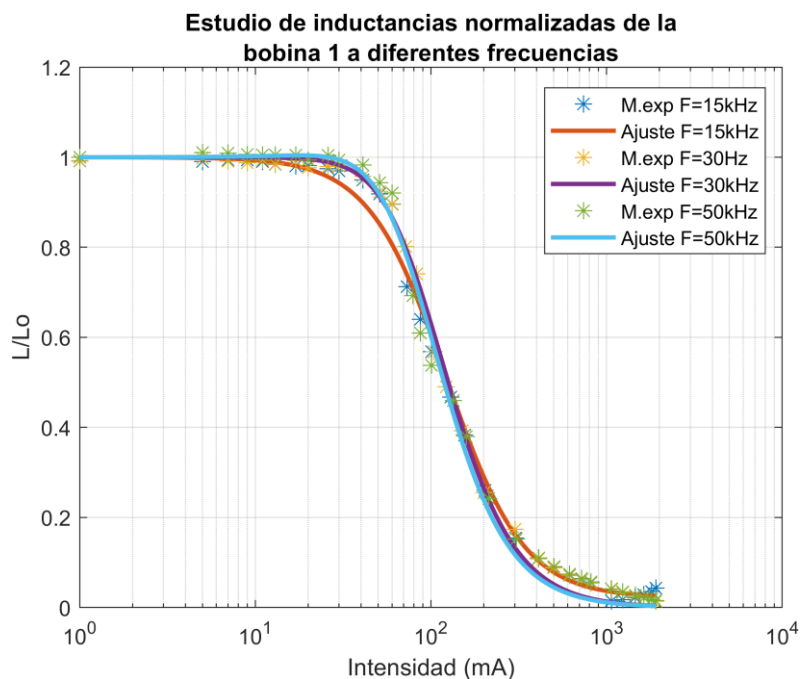
	$M_\alpha$ (kA/m)	$H_\alpha$ (A/m)	$M_\beta$ (kA/m)	$H_\beta$ (A/m)
<b>Bobina 1 a 30kHz</b>	177.650	-147.223	202.350	153.688
<b>Bobina 3 a 30kHz</b>	114.555	-15.821	227.448	20.511

#### 4.3.3 Estudio de inductancias normalizadas de bobinas 1 y 3 en frecuencia

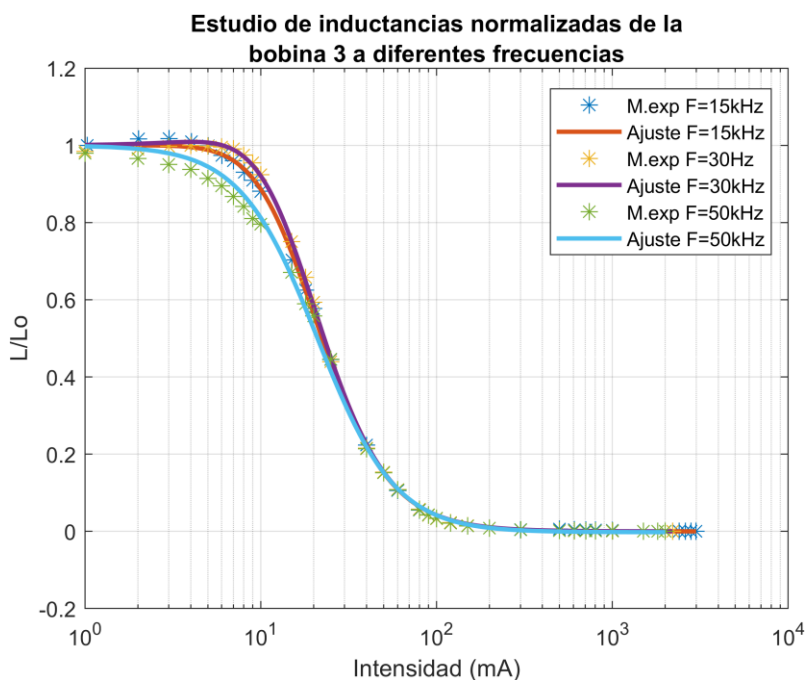
Por otro lado, la gráfica mostrada en la Figura 4-6 presenta el estudio de las inductancias normalizadas ( $L/L_0$ ) de la bobina 1 a diferentes frecuencias (15 kHz, 30 kHz y 50 kHz), en función de la intensidad de corriente ( $I$ ), mientras que en la Figura 4-7 se hace el estudio análogo para la bobina 3.

En estas dos figuras, las medidas experimentales se superponen significativamente, lo que sugiere que las inductancias de las dos bobinas son prácticamente independientes de la frecuencia en el rango estudiado.

En este sentido, el comportamiento de la inductancia en función de la corriente es consistente en todas las frecuencias estudiadas: la inductancia permanece constante a bajas corrientes, comienza a disminuir a corrientes moderadas, y alcanza la saturación completa a altas corrientes. Este patrón confirma que la saturación del núcleo es el principal factor que influye en la variación de la inductancia, y no la frecuencia de la señal aplicada.



**Figura 4-6.** Ajuste de la inductancia normalizada de la bobina 1 a diferentes frecuencias.



**Figura 4-7.** Ajuste de la inductancia normalizada de la bobina 3 a diferentes frecuencias.

En la Tabla 4–6 se muestran los parámetros de ajuste asociados a la información contenida en las figuras anteriores. En ella se puede observar que el valor absoluto del parámetro  $M_\alpha$  aumenta y el de  $M_\beta$  disminuye entre experimentos de una misma bobina realizados a diferentes frecuencias. Las ligeras discrepancias cabría esperar que son fruto de la imprecisión propia de la toma de medidas experimental.

En cuanto a los valores de intensidad de campo magnético  $H_\alpha$  y  $H_\beta$ , para el caso de la bobina 1 se observa que su valor absoluto disminuye significativamente con el aumento de la frecuencia, lo que podría estar relacionado con la reducción de las pérdidas magnéticas a mayores frecuencias. Cabe destacar que el signo negativo de los valores de  $H_\beta$  tienen significado puramente físico, ya que un amperaje por metro negativo significa que la dirección considerada es contraria a la real.

**Tabla 4–6.** Parámetros de ajuste de la inductancia normalizada de las bobinas 1 y 3 a diferentes frecuencias.

	$M_\alpha$ (kA/m)	$H_\alpha$ (A/m)	$M_\beta$ (kA/m)	$H_\beta$ (A/m)
<b>Bobina 1 a 15kHz</b>	-14.139	-397.762	394.139	491410.206
<b>Bobina 1 a 30kHz</b>	177.650	-147.223	202.350	153.688
<b>Bobina 1 a 50kHz</b>	201.055	143.022	178.945	-137.097
<b>Bobina 3 a 15kHz</b>	76.440	-8.649	265.560	13.208
<b>Bobina 3 a 30kHz</b>	114.555	-15.821	227.445	20.511
<b>Bobina 3 a 50kHz</b>	104.567	28.935	237.433	-29288.147

#### 4.3.4 Estudio de inductancias normalizadas de bobinas para intensidades crecientes y decrecientes

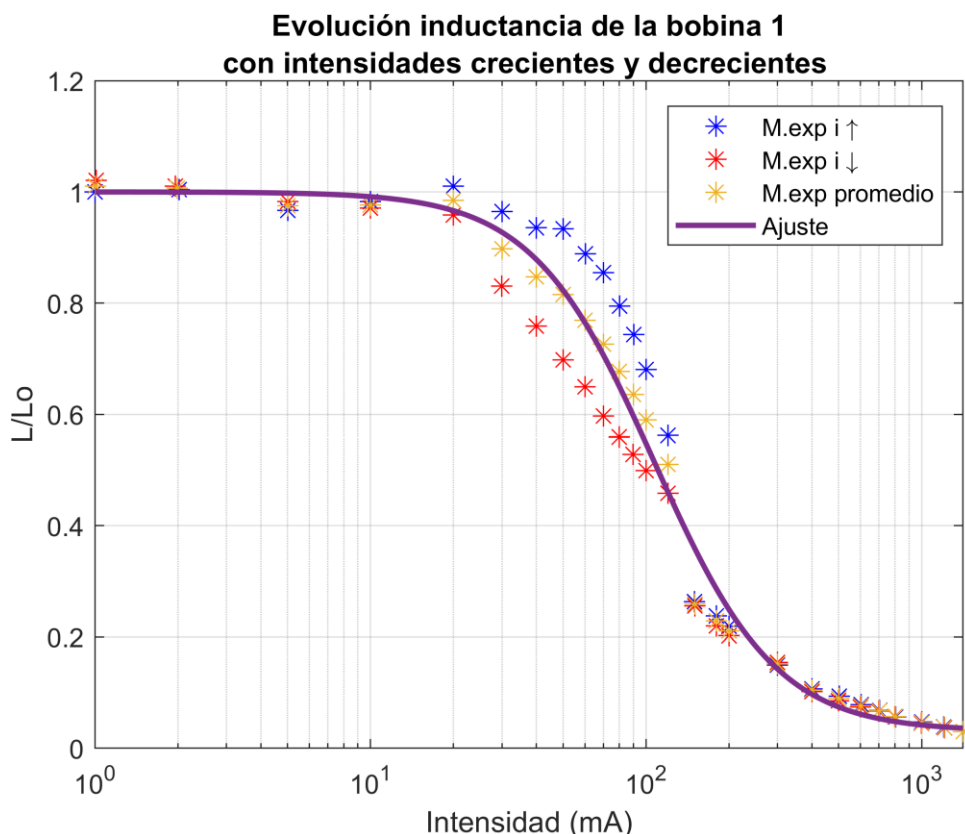
En la Figura 4-8 se muestra la evolución de la inductancia normalizada ( $L/L_0$ ) de una bobina en función de la intensidad de corriente ( $I$ ), tanto para intensidades crecientes ( $M. exp i \uparrow$ ) como decrecientes ( $M. exp i \downarrow$ ). Los datos experimentales se han presentado junto con su promedio y el ajuste teórico calculado para este promedio, mostrando un buen ajuste al mismo.

En esta gráfica se puede observar que para intensidades de corriente bajas (hasta aproximadamente 10 mA), la inductancia normalizada se mantiene cerca de 1, independientemente de si la corriente está aumentando o disminuyendo. Esto sugiere que, en este rango, el núcleo de la bobina no está magnetizado significativamente y no muestra histéresis.

Sin embargo, a medida que la corriente de DC aumenta, se observa una diferencia entre las curvas de intensidades crecientes y decrecientes. En particular, la diferencia entre las curvas de intensidades crecientes y decrecientes es más pronunciada alrededor de 100 mA a 300 mA, sugiriendo un posible efecto de histéresis magnética en el núcleo de la bobina. Esto significa que la inductancia del núcleo depende no solo de la magnitud de la corriente, sino también de la dirección del cambio en la corriente.

Cabe destacar que el efecto de histéresis es visible por la mayor dispersión y menor inductancia cuando la corriente está disminuyendo, lo que sugiere que el núcleo magnético retiene una parte del magnetismo inducido cuando la corriente se reduce.

Aunque este aspecto se sale de los marcos establecidos para este estudio, resulta muy importante y significativo tener en cuenta este hallazgo en estudios futuros ya que el fenómeno de histéresis podría condicionar los potenciales diseños que se obtendrían como fin último de la aplicación de los inductores. En este sentido, este hallazgo se presenta como una limitación del presente estudio, haciendo énfasis en que diseñadores e ingenieros que usen este estudio como base, deberían considerar este comportamiento a la hora de seleccionar materiales y diseñar componentes inductivos para las aplicaciones específicas que lo requieran.



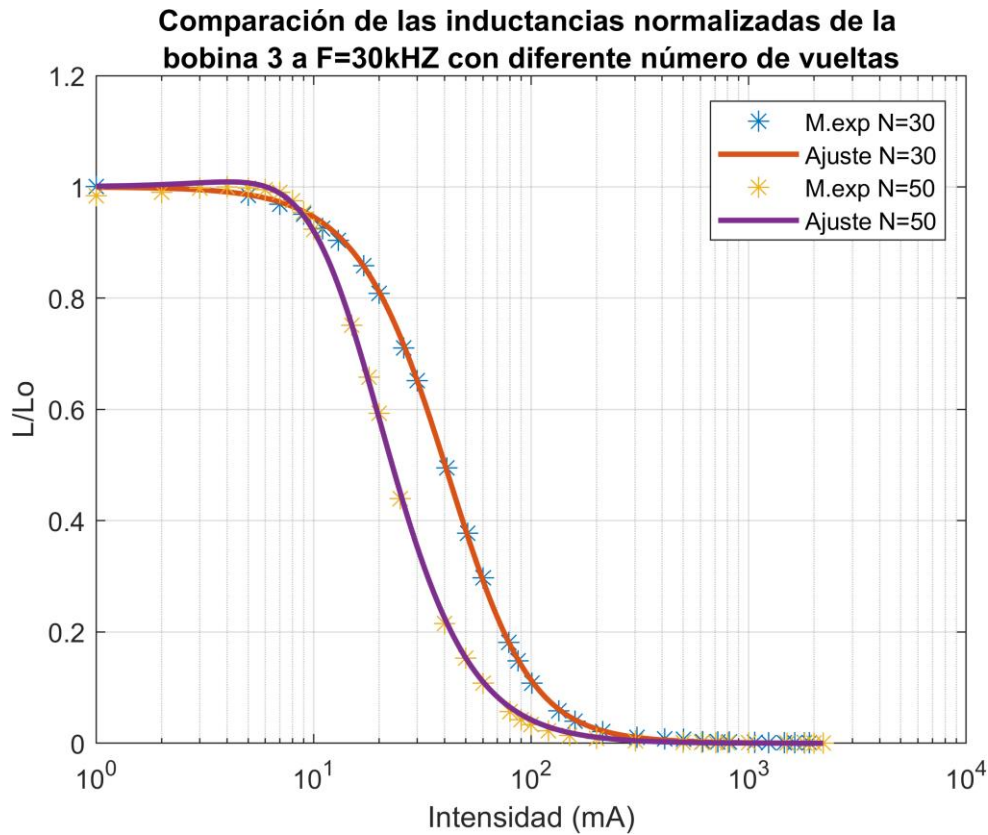
**Figura 4-8.** Ajuste de la inductancia normalizada de la bobina 1 para intensidades crecientes y decrecientes.

#### 4.3.5 Estudio del efecto del número de espiras de la bobina 3 en las inductancias normalizadas

Finalmente, se hizo un último análisis del impacto en la inductancia normalizada ( $L/L_0$ ) de reducir el número de espiras en la bobina 3 (de  $N = 50$  a  $N = 30$ ) a una frecuencia constante de 30 kHz, el cual queda reflejado en la Figura 4-9. De este estudio se puede concluir que el número de espiras afecta significativamente al comportamiento de la inductancia de la bobina bajo diferentes intensidades de corriente.

En particular, la bobina con 50 espiras ( $N = 50$ ) muestra una mayor sensibilidad a la corriente en comparación con la bobina con 30 espiras ( $N = 30$ ) lo que indica que un mayor número de espiras hace que la bobina sea más susceptible a la saturación a corrientes más bajas.

La información obtenida de esta prueba resulta particularmente interesante para diseñar inductores con características específicas, ya que se puede deducir que para aplicaciones que requieren una inductancia estable a corrientes más altas, se puede optar por una configuración con menos espiras ( $N = 30$ ), mientras que, para aplicaciones que se benefician de operar a corrientes más bajas, una configuración con más espiras ( $N = 50$ ) sería más adecuada.



**Figura 4-9.** Ajuste de la inductancia normalizada de la bobina 3 para diferente número de vueltas del conductor en la bobina.

En la Tabla 4-7 se recogen los parámetros que mejor han ajustado la curva teórica del comportamiento a los datos experimentales en cada caso. De esta se destaca que los valores de  $M_\alpha$  disminuye considerablemente cuando el número de vueltas de la bobina aumenta de 30 a 50 vueltas. Sin embargo,  $M_\beta$  permanece casi constante entre los dos casos, con una diferencia insignificante entre los valores.

Por otro lado, los valores absolutos de la intensidad de campo magnético son menores para 50 vueltas que para 30 vueltas, lo que sugiere una menor intensidad de campo magnético necesaria para alcanzar la magnetización final para el caso de 50 vueltas. En otras palabras, al disminuir el valor de intensidad de campo magnético con el aumento del número de vueltas, afecta a saturación anticipada de la bobina.

**Tabla 4-7.** Parámetros de ajuste de la inductancia normalizada de la bobina 3 para distinto N.

	$M_\alpha$ (kA/m)	$H_\alpha$ (A/m)	$M_\beta$ (kA/m)	$H_\beta$ (A/m)
<b>Bobina 3 a 30 kHz N=30</b>	152.645	-61.319	227.355	49.102
<b>Bobina 3 a 30 kHz N=50</b>	114.555	-15.821	227.445	20.511

---

## 5 IMPLEMENTACIÓN DEL ENTORNO DE SIMULACIÓN: VALIDACIÓN DEL MODELO

---

El efecto del comportamiento no lineal de inductores en el funcionamiento de circuitos que operan con intensidades de continua que hacen que el núcleo magnético se sature, pudiendo ser estos filtros EMI, se completa con el desarrollo de un circuito simulador (SIMetrix) que permite comprobar cuál sería la respuesta del inductor en caso de considerar el modelo lineal y el modelo no lineal que se pretende validar, así como la respuesta real del mismo.

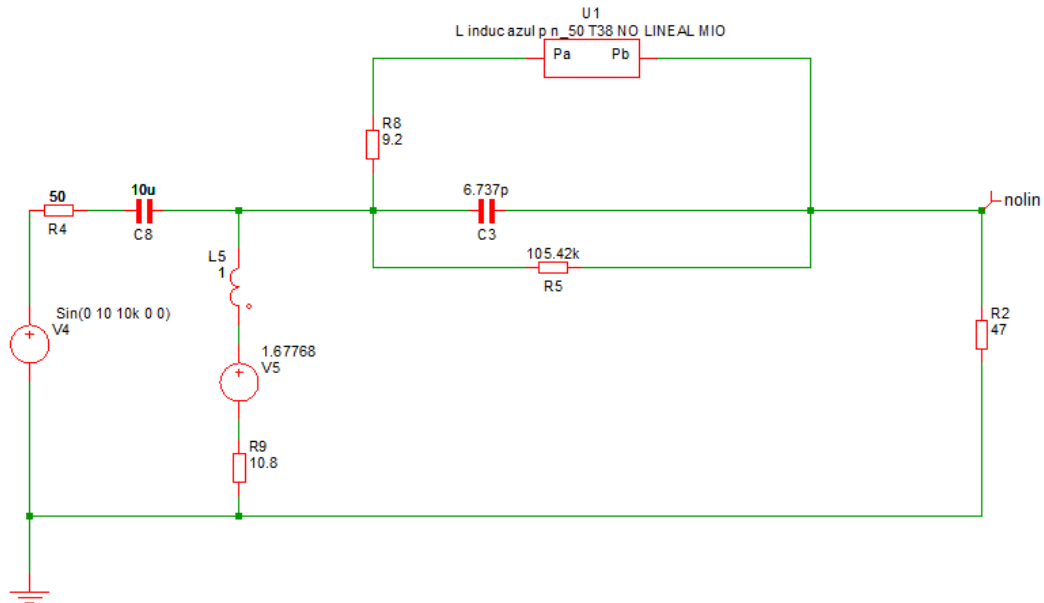
En otras palabras, una vez se tiene el valor de los parámetros  $M_\alpha$ ,  $M_\beta$ ,  $H_\alpha$  y  $H_\beta$  que mejor ajustan a las curvas de comportamiento, es posible pasar al entorno de simulación SIMetrix para modelar un circuito que permita validar el modelo teórico. De esta forma, se podrá comprobar cuál de los dos modelos se ajusta mejor al comportamiento real obtenido mediante experimentación.

Para validar el modelo no lineal del inductor, es conveniente colocarlo como parte de un circuito RL, con una resistencia de carga cuyo valor  $R_L$  se considere que no tiene variaciones significativas. Así, el proceso de validación consiste en medir la señal de voltaje ac  $V_{R_L}(t)$  en la resistencia  $R_L$  y comparar estas medidas con los comportamientos que para dicha magnitud predice el simulador para el circuito RL, con la misma resistencia y una autoinducción no lineal según el modelo que se pretende validar.

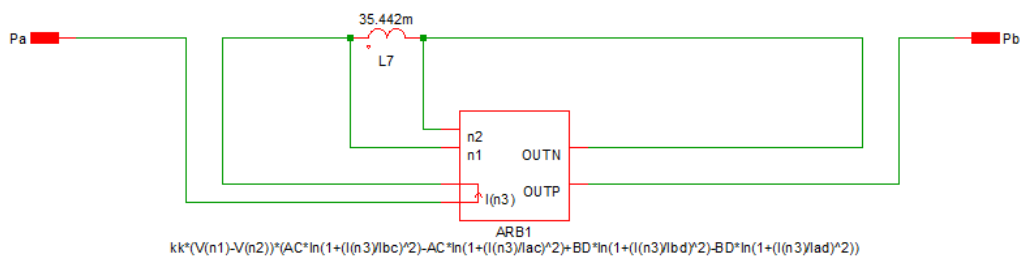
En este sentido, en la Figura 5-1 se muestra el circuito de prueba para el modelo no lineal que se pretende validar, mientras que la Figura 5-2 se muestra el detalle de la modelización de la inductancia no lineal dependiente de la intensidad que recorre el inductor en cada momento. Este circuito tiene fuentes de prueba de corriente alterna y continua, un tanque resonante relativo a la modelización del inductor, y una resistencia de carga.

Cabe destacar que los valores relativos al tanque resonante han sido calculados específicamente de cada bobina a través de la resonancia de las mismas, y que, para poder obtener las intensidades de corriente continua deseadas, se ha seleccionado una resistencia de carga  $R_L = 47\Omega$ . Además, se ha tenido en cuenta el reóstato del circuito DC con valor de  $10.8\ \Omega$ , y  $9.2\ \Omega$  medidos experimentalmente relativos a conexiones y el conductor del inductor.





**Figura 5-1.** Circuito de simulación del modelo no lineal que se pretende validar.



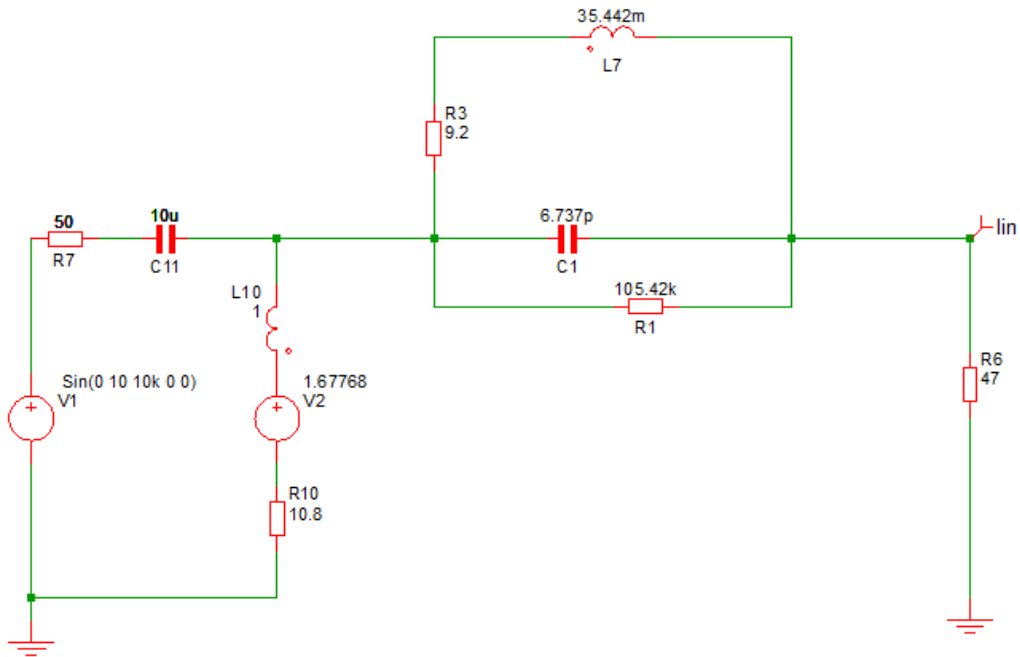
**Figura 5-2.** Detalle del sub-bloque que modela el comportamiento no lineal del inductor.

Por otro lado, en la Figura 5-3 se muestra el mismo circuito, pero con una inductancia constante con una incertidumbre asociada, lo cual permite modelar el comportamiento en caso de considerar linealidad. Esta inductancia corresponde a la medida cuando la intensidad de corriente continua que circula por el inductor es nula.

Se ha comprobado experimentalmente, que esta inductancia lineal del dispositivo en ausencia de corriente DC, tiene asociada una cierta incertidumbre. Así, se observa que, sistemáticamente,  $L_0 = 34,0(\pm 0,3\text{mH})$  si la señal del generador tiene amplitud 10Vpp; y si la señal del generador es de 20Vpp, la medida dinámica es  $L_0 = 36,1(\pm 0,3\text{mH})$ . Este aumento de  $L_0$  con el aumento de la excitación (y por tanto de la intensidad de corriente) no está recogido en el modelo no lineal planteado a lo largo de todo este estudio para caracterizar el fenómeno de saturación, por lo que se presenta como una limitación del mismo.

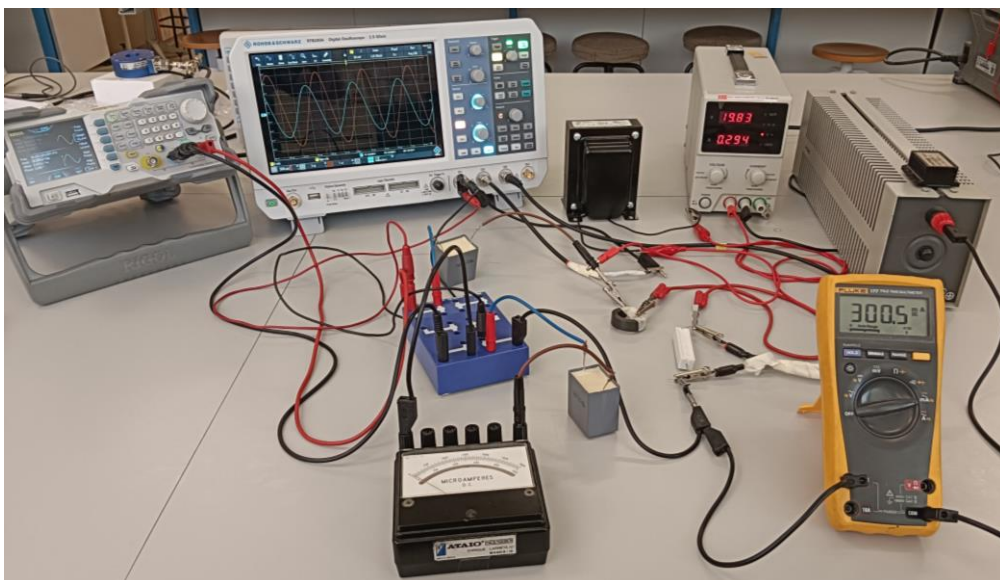
Es por ello que el procedimiento de validación se plantea de manera que se verifique que los datos experimentales estén dentro de una banda de comportamiento que tiene en cuenta la incertidumbre asociada a la variación de la inductancia lineal del dispositivo en ausencia de corriente. En particular, y debido a las medidas experimentales, se establece el rango entre 33.7 y 36.3 mH, aunque la región de incertidumbre asociada al circuito de validación que aquí se plantea podría ser mayor debido a la resistencia que modela los conductores y los contactos entre ellos, cuyo estudio y acotación de incertidumbre se propone como línea de investigación futura.



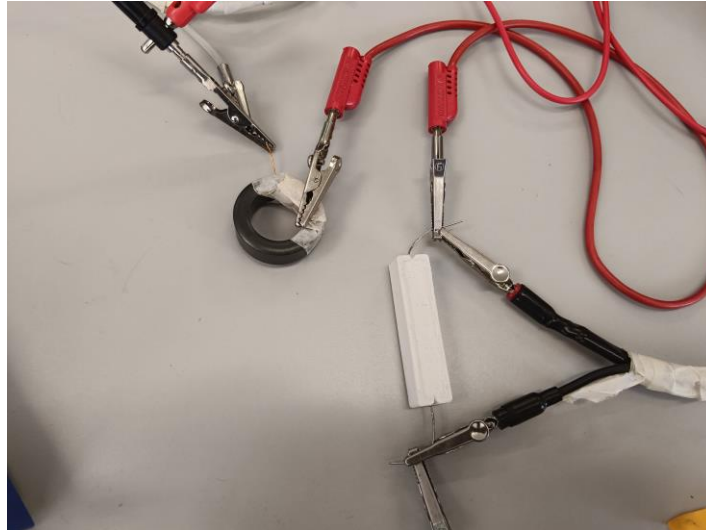


**Figura 5-3.** Circuito de simulación de la respuesta del inductor considerando linealidad a corrientes bajas de DC.

El circuito testado en el laboratorio, equivalente a los esquemáticos de SIMetrix, puede consultarse en la Figura 5-4.



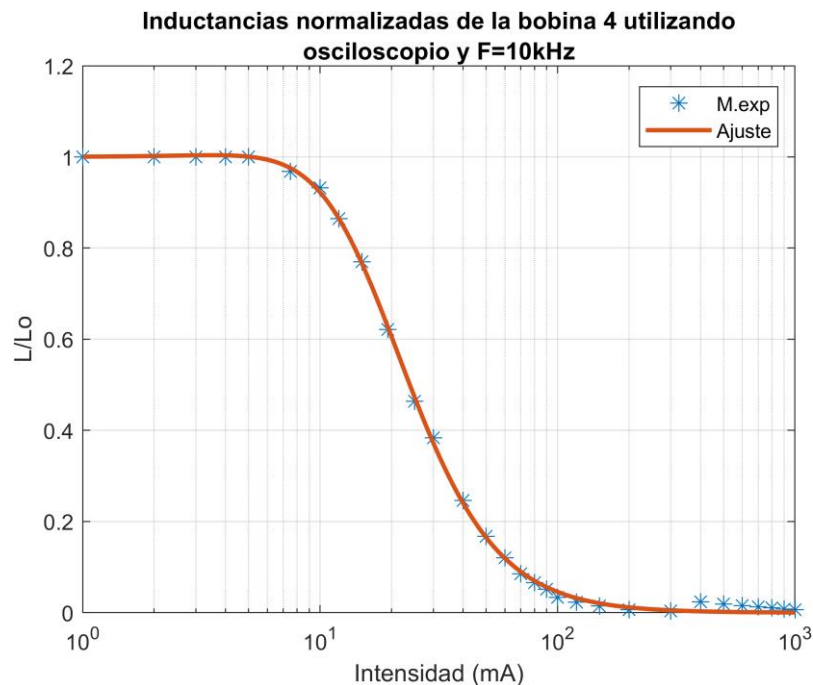
**Figura 5-4.** Setup experimental para la verificación del comportamiento no lineal.



**Figura 5-5.** Detalle del set verificación (inductor y resistencia 47  $\Omega$ ).

Por otro lado, este estudio de validación se le realiza a una bobina (llamada en adelante como bobina 4) cuyas características son análogas a las de la bobina 3, aunque el enrollamiento del conductor es ligeramente diferente por lo que se precisa un nuevo ajuste que se comenta a continuación. Además, también se consideró este estudio para la bobina 1 a una sola frecuencia.

En la Figura 5-6, se muestra el ajuste del modelo no lineal a las medidas experimentales proporcionadas por la bobina 4 a 10kHz, donde se puede comprobar una buena adecuación al mismo.



**Figura 5-6.** Ajuste de la inductancia normalizada de la bobina 4 a F=10kHz.

A partir de estos datos experimentales tomados, y mediante la aplicación del algoritmo desarrollado en el Apartado 3.3, los parámetros que mejor ajustan el comportamiento real de este dispositivo son los mostrados en la Tabla 5-1.

**Tabla 5–1.** Parámetros de ajuste de la inductancia normalizada de la bobina 4.

	$M_\alpha$ (kA/m)	$H_\alpha$ (A/m)	$M_\beta$ (kA/m)	$H_\beta$ (A/m)
<b>Bobina 4 a 10 kHz</b>	155.856	-75.9124	186.144	80.952

Así, los parámetros que se introducen en SIMetrix son los mostrados en la Tabla 5–2. Por un lado, las intensidades mostradas se obtienen a partir de las indicadas en (2–16), mientras que el resto de los parámetros tienen las siguientes expresiones:

$$kk = -\mu_0 \frac{N_{eff}^2 h}{2\pi^2 L_0}, \quad AC = \frac{M_\alpha}{H_\alpha}, \quad BD = \frac{M_\beta}{H_\beta} \quad (5-1)$$

**Tabla 5–2.** Parámetros a introducir en SIMetrix para la bobina 4 a 10kHz.

$kk$ [-]	AC [-]	BD [-]	$I_{ac} = I_a^\alpha$ [A]	$I_{bc} = I_b^\alpha$ [A]	$I_{ad} = I_a^\beta$ [A]	$I_{bd} = I_b^\beta$ [A]
-0.0043	-2.053104e+03	2.2994e+03	-0.0112	-0.0178	0.0119	0.0190

Con el objetivo de validar el modelo teórico planteado a lo largo de todo el estudio, se realizó una batería de ejercicios de validación, cuyas conclusiones se recogen en las subsecciones que siguen. Para ello, se realizaron pruebas a dos frecuencias (10kHz y 15kHz), para tres niveles diferentes de intensidad de corriente continua (0 mA, 5 mA y 25mA), considerando tanto una señal de alterna de 10 Vpp, como una señal de 20Vpp.

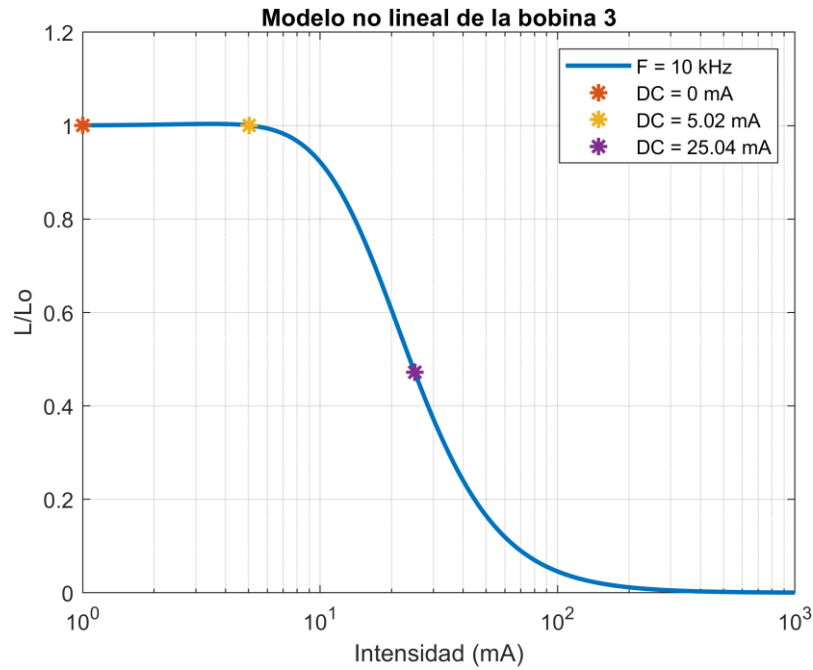
Por simplicidad de este apartado, solo se recogen los resultados relativos a la bobina 4 a frecuencia de 10kHz, migrando los resultados análogos obtenidos para la bobina 1 a frecuencia de 30kHz al Anexo. De esta forma, los ejercicios de validación mostrados en este apartado quedan resumidos en la Tabla 5–3.

**Tabla 5–3.** Condiciones de operación de los ejercicios de validación de la bobina 4 a 10kHz.

DC \ AC	10 V <sub>pp</sub>	20 V <sub>pp</sub>
0 mA	Test 1	Test 2
5.02 mA	Test 3	Test 4
25.04 mA	Test 5	Test 6

En la Figura 5-7 se observa el estado de la curva de inductancia normalizada en cada punto donde se ha realizado un test de validación, con el fin de poder analizar de manera oportuna los resultados que se presentan en las siguientes secciones.

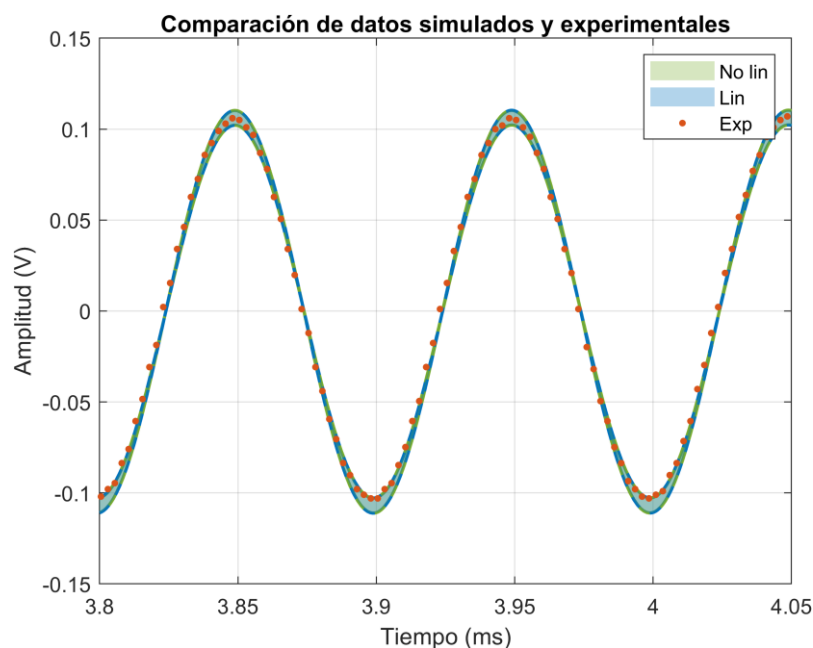
Se puede observar que se ha elegido un punto de validación en el que la inductancia de la bobina es la inicial, sin que el núcleo magnético esté magnetizado (DC = 0 mA). También se ha seleccionado un nivel de intensidad en el que la inductancia de la bobina empieza a decrecer (DC = 5 mA) y un punto en el que la inductancia es aproximadamente la mitad de la inicial debido a la saturación parcial del núcleo magnético (DC = 25 mA). De esta forma, y sumada a la consideración de intensidades de alterna de dos amplitudes diferentes, se considera que se tiene una muestra bastante amplia que permite la validación del modelo.



**Figura 5-7.** Puntos de validación del modelo no lineal de la bobina 4 a 10kHz.

### 5.1 Ejercicio de validación 1.

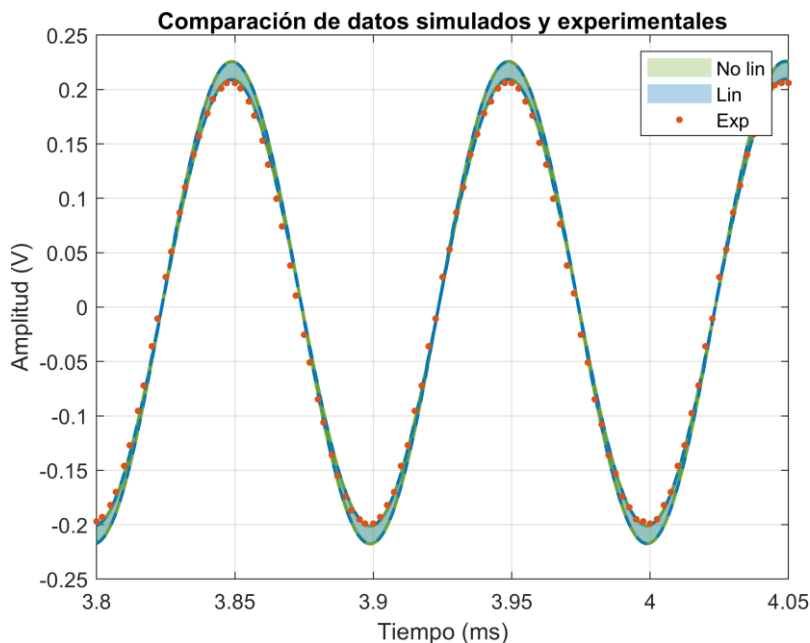
En la siguiente gráfica se puede comprobar cómo, en este caso, tanto la aproximación de inductancia lineal como la que resulta de la aplicación del modelo no lineal, se ajustan de forma adecuada al comportamiento real del inductor en el circuito experimental de validación. Esto se debe a que la bobina, a este nivel de intensidad y a esta frecuencia, no ha comenzado aún a magnetizarse, por lo que ambas aproximaciones ofrecen buenos resultados. Además, la componente de alterna pequeña, por lo que las leves oscilaciones de ésta hacen que la intensidad se mantenga en el rango inicial de inductancia constante. De esta forma, se puede afirmar que el modelo no lineal desarrollado responde a los resultados obtenidos experimentalmente.



**Figura 5-8.** Resultados del ejercicio de validación 1 de la bobina 4: modelo excitado con 10Vpp de alterna y 0 mA de continua.

## 5.2 Ejercicio de validación 2.

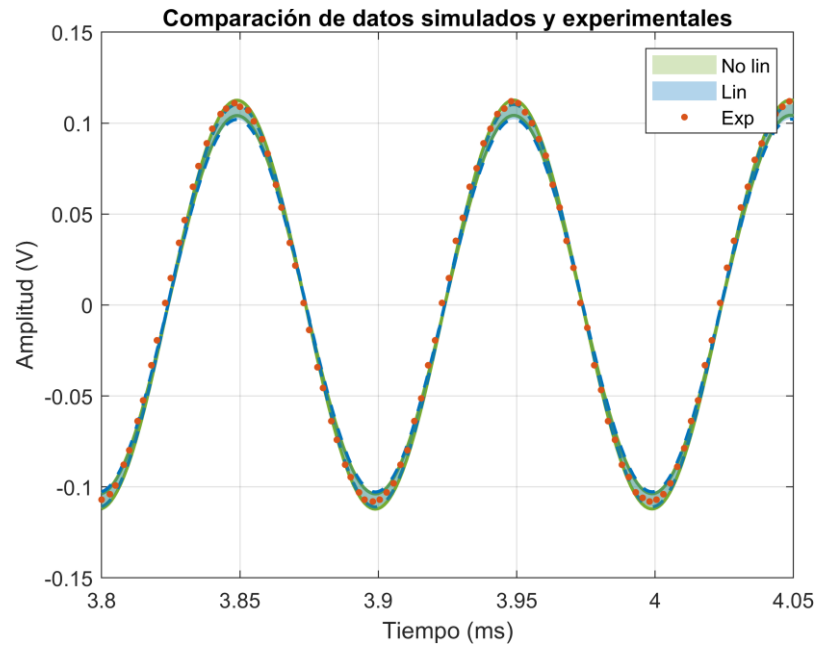
Este caso, y como se puede observar en la gráfica de la Figura 5-9, el comportamiento es análogo al mostrado en el ejercicio de validación anterior. Aunque ahora se haya excitado el circuito con una señal de alterna mayor amplitud, esta no es lo suficiente como para alcanzar la región de la curva de la inductancia normalizada con la intensidad, en la que la inductancia decae. Por lo tanto, se verifica que ambos modelos, lineal y no lineal desarrollado son válidos para estas condiciones de trabajo, ajustándose el voltaje medido experimentalmente a ambos modelos.



**Figura 5-9.** Resultados del ejercicio de validación 2 de la bobina 4: modelo excitado con 20Vpp de alterna y 0 mA de continua.

## 5.3 Ejercicio de validación 3.

En la siguiente gráfica (Figura 5-10), se puede observar cómo la intensidad experimental se ajusta de forma adecuada tanto al modelo que tiene en cuenta la inductancia constante como al modelo no lineal desarrollado en este documento. Esto se debe a que, aunque este punto de intensidad de corriente continua se encuentre en la región en la que empieza a reducirse la inductancia de la bobina como consecuencia de la magnetización de esta, la señal de corriente alterna aplicada es pequeña. Esto es, la amplitud de esta es tal que hace mantener la intensidad en el rango en el que el inductor se comporta de acuerdo a una inductancia aproximadamente constante, por lo que ambos modelos podrían ser válidos en estas condiciones.

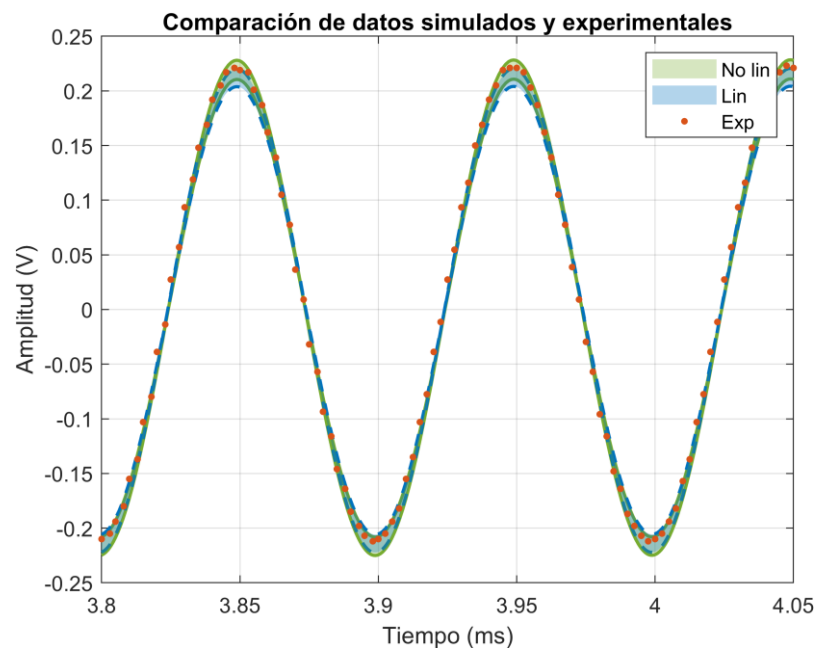


**Figura 5-10.** Resultados del ejercicio de validación 3 de la bobina 4: modelo excitado con 10Vpp de alterna y 5 mA de continua.

#### 5.4 Ejercicio de validación 4.

Por otro lado, en caso de aplicar amplitudes de intensidad de corriente alterna mayores, esta intensidad comienza a interferir en la región no lineal del comportamiento de la bobina, por lo que sí se observa una leve discrepancia en amplitud entre la señal real experimental y la que modeliza el comportamiento lineal.

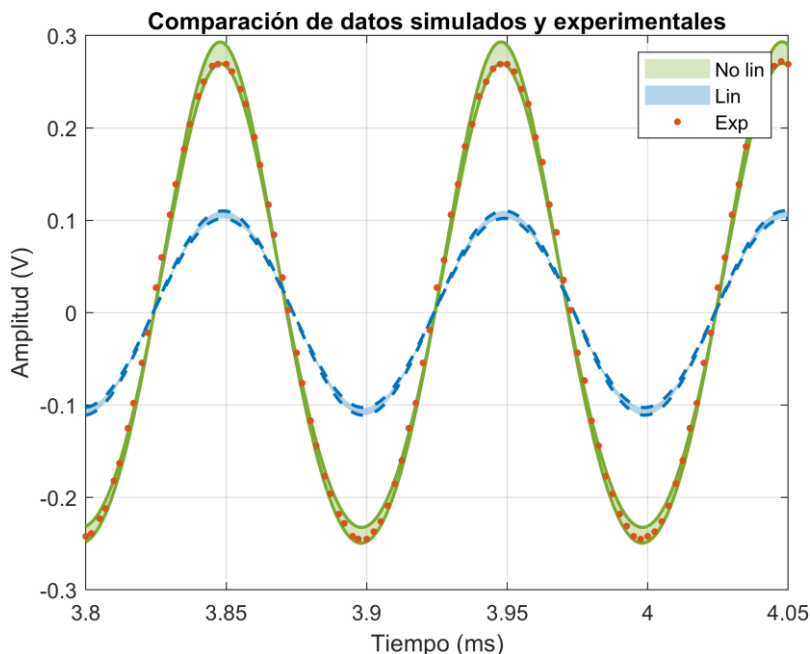
No obstante, en este caso se puede observar, en la Figura 5-11 cómo el modelo no lineal desarrollado en este documento responde de manera más precisa al comportamiento experimental real. De esta forma, se intuye la bondad del modelo y la mejora que éste introduce con respecto a la consideración tradicional de linealidad.



**Figura 5-11.** Resultados del ejercicio de validación 4 de la bobina 4: modelo excitado con 20Vpp de alterna y 5 mA de continua.

### 5.5 Ejercicio de validación 5.

En este ejercicio de validación, se selecciona una intensidad de corriente continua igual a 25 mA y una señal de alterna de 10Vpp. Estas intensidades se sitúan en la región de comportamiento fuertemente no lineal, por lo que incluso en este test en el que la amplitud de la tensión de alterna es menor, se puede observar que el modelo lineal no aproxima bien el comportamiento real del inductor. Sin embargo, el modelo que tiene en cuenta la dependencia de la inductancia con la intensidad proporciona una descripción precisa del comportamiento real del mismo.

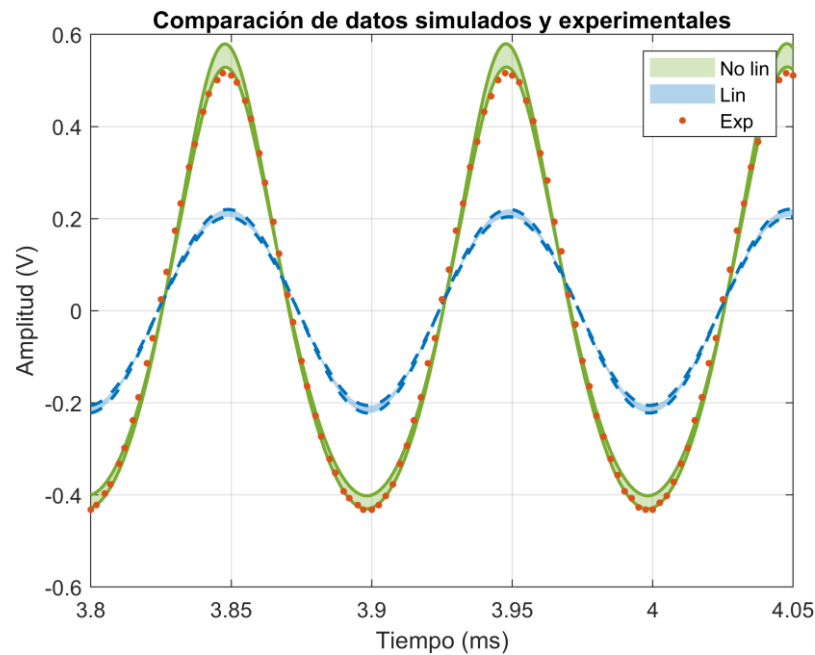


**Figura 5-12.** Resultados del ejercicio de validación 5 de la bobina 4: modelo excitado con 10Vpp de alterna y 25 mA de continua.

### 5.6 Ejercicio de validación 6.

Finalmente, para el caso en que el inductor opera en el circuito mostrado en la Figura 5-7 con una fuente de tensión que proporcione 25 mA y se seleccione una corriente alterna de 20Vpp, se puede observar, de igual forma que para el caso anterior, que se hace muy notoria la mala adecuación del modelo lineal al comportamiento real experimental.

Por su lado, el modelo no lineal desarrollado supone una aproximación mejorada al problema, resaltando, de nuevo, la bondad del mismo. Así, se ha demostrado a lo largo de todos los ejercicios de validación, que mientras las consideraciones lineales tradicionales son solo aplicables en regiones específicas de funcionamiento, el modelo no lineal desarrollado en este estudio sí responde de manera precisa a todos los comportamientos.



**Figura 5-13.** Resultados del ejercicio de validación 6 de la bobina 4: modelo excitado con 20Vpp de alterna y 25 mA de continua.

En particular, resulta especialmente relevante lo observado en los ejercicios de validación 5 y 6: el modelo lineal queda muy lejos de predecir el comportamiento real del dispositivo, mientras que el no lineal implementado a partir de las medidas experimentales da cuenta de la importante disminución de la impedancia del inductor y, consecuentemente, el aumento de la amplitud de la señal de corriente ac en el circuito.

Además, y si se quisiese hacer coincidir completamente el comportamiento medido con el del circuito simulado, se podría ajustar adecuadamente el valor de la autoinducción lineal inicial así como de la resistencia de contactos. En otras palabras, cuando hay una intensidad de DC que provoca la disminución de la impedancia inductiva del dispositivo, las resistencias no consideradas, como las contacto en las diferentes conexiones del circuito puede tener efectos significativos y detectables. En estos casos, resulta relevante la inclusión de la resistencia equivalente a estos efectos en el modelo del simulador, para replicar lo que sucede en el experimento real.

En definitiva, ha quedado validada la bondad del modelo en todas sus regiones de operación, para el caso de la bobina 3 a la frecuencia de 10 kHz. Sin embargo, en la minuciosa tarea de validación llevada a cabo, también se han explorado otra frecuencia de trabajo en una bobina con un núcleo diferente, obteniéndose los mismos resultados que los expuestos en esta sección. No obstante, se refiere al lector al Anexo si quiere comprobar la bondad de la validación en este otro caso.



---

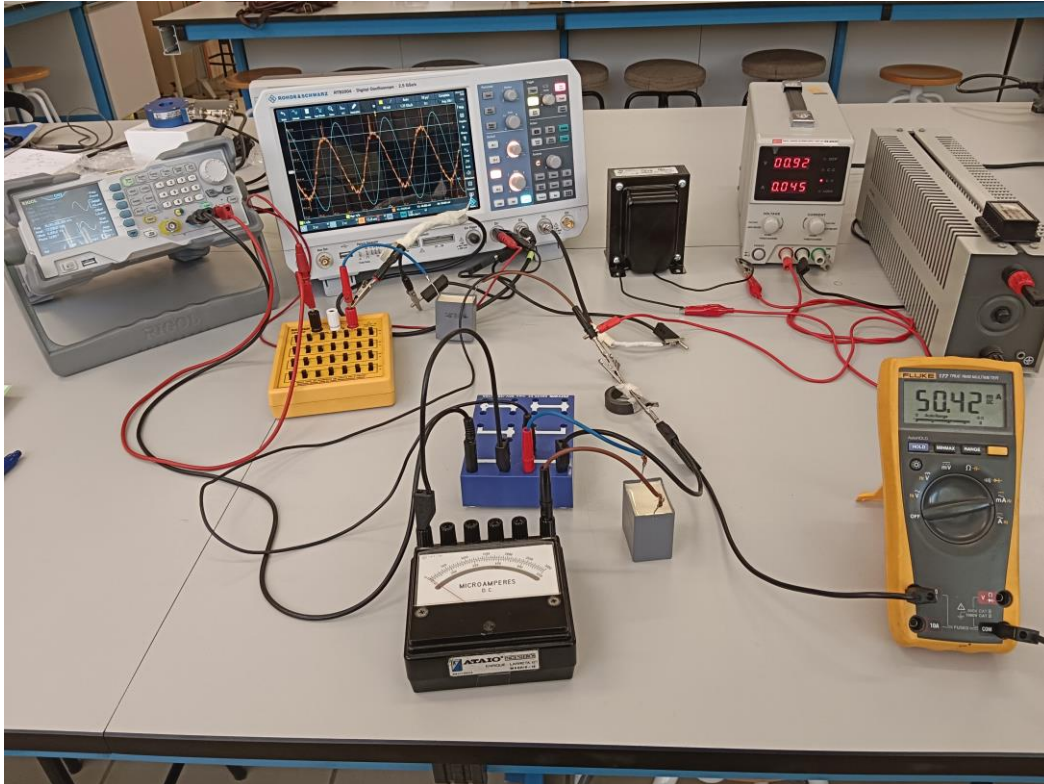
## 6 LIMITACIONES DEL ESTUDIO Y LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN FUTURAS

---

A lo largo de este estudio, se han identificado varias limitaciones que han influido en los resultados obtenidos y que deben considerarse para futuros estudios. Así, este apartado tiene un objetivo dual: por un lado, poner de manifiesto las limitaciones que presenta este estudio y, por otro, proponer líneas de investigación futuras.

En primer lugar, y como ya se mencionó anteriormente, en ciertos experimentos se observó un comportamiento indeseable donde la impedancia del inductor crecía ligeramente antes de disminuir debido a la saturación. Este fenómeno se atribuyó a un posible calentamiento inicial de la resistencia de potencia, que pudo haber afectado la intensidad de corriente alterna medida y, por tanto, a la impedancia del inductor calculada. Aunque este problema fue parcialmente abordado, sigue representando una limitación en la precisión de las mediciones obtenidas, por lo que se propone indagar en la creación de un nuevo circuito que no requiera de resistencias eléctricas de potencia.

En este sentido, se propone a continuación un potencial circuito alternativo para ello, quedando entonces como líneas de investigación futuras comprobar experimentalmente si realmente el circuito propuesto en la Figura 6-1 consigue medir con, al menos, la misma precisión que el *setup* definitivo planteado en este estudio. En caso de verificar la mejora experimental, se propone repetir el estudio exhaustivo desarrollado en este documento (para varias frecuencias, para varias bobinas, haciendo un barrido en intensidades crecientes, comprobar si sucede el fenómeno de histéresis...), comprobando si se obtienen las mismas conclusiones alcanzadas que en este.



**Figura 6-1.** Propuesta de *setup* experimental sin resistencias de potencia para la caracterización del inductor que potencialmente eliminaría el efecto de inductancia creciente.

Por otro lado, una de las principales limitaciones de este trabajo es la elección del iterante inicial para el algoritmo desarrollado. Se ha comprobado que es fundamental seleccionar un iterante inicial apropiado para lograr la convergencia del problema a un punto válido, habiéndose tomado como referencia, en este caso, valores de la literatura. Sin embargo, esta dependencia de valores preexistentes puede limitar la precisión y la adaptabilidad del modelo a diferentes condiciones experimentales.

Finalmente, se considera necesario continuar refinando el modelo teórico para incluir posibles efectos no lineales adicionales, como el fenómeno de histéresis, cuya influencia en la curva de inductancia ha sido comprobada en apartados anteriores. En particular, se sugiere realizar estudios específicos sobre el efecto de la histéresis magnética en el núcleo de las bobinas, ya que es un fenómeno muy importante y comprender cómo este influye en la inductancia del núcleo permitiría optimizar mejor los diseños de inductores para aquellas aplicaciones que requieren de alta precisión.

Además, los estudios experimentales realizados para validar el modelo parecen poner de manifiesto una particular incidencia de la geometría del bobinado sobre el comportamiento no lineal del inductor, que deberá de ser también analizada con detalle.

---

## 7 CONCLUSIONES

---

A lo largo de este trabajo se han abordado diversos aspectos clave relacionados con el análisis experimental y el modelado del comportamiento no lineal de inductores bajo el efecto de la saturación magnética. En este sentido, se identifican limitaciones de los modelos lineales habituales, haciendo énfasis en la importancia de estudiar la no linealidad en inductores debido a la saturación magnética, un fenómeno crítico para aplicaciones que requieren alta precisión en el diseño de dispositivos magnéticos. Así, a lo largo de todo este Trabajo de Fin de Grado, se ha perseguido el objetivo de validar un modelo teórico que incorpore la no linealidad propia de estos dispositivos, debido a la creciente demanda del uso de éstos por la tendencia actual de electrificación de las aeronaves.

En primer lugar, en el marco teórico se presentó una revisión exhaustiva de los principios de la inducción electromagnética y las características de los inductores. Además, se expuso el modelo teórico que considera la saturación magnética a través del coeficiente de autoinducción dinámico. En particular, el modelo desarrollado completo, describe este comportamiento a través de un término de inductancia lineal y uno no lineal dependiente de la corriente que circula por el inductor, que se expresa en la ecuación (2-17).

Por otro lado, se detalló el proceso experimental y las configuraciones de circuitos utilizadas, así como los instrumentos de medida empleados, con el fin de que el lector pueda reproducir los experimentos bajo las mismas condiciones. En este aspecto, se persiguió medir con la mayor precisión posible para caracterizar de forma adecuada estos dispositivos electromagnéticos tan sensibles. El circuito definitivo resultó ser el mostrado en la Figura 3-12, el cual hace uso de una sonda de intensidad para medir la corriente que circula por la bobina toroidal en todo momento, así como de un inductor, fuentes de corriente alterna y continua, y de una resistencia de carga. Con este circuito, se mide la caída de tensión en la bobina, se calcula la impedancia y se obtiene el valor de la inductancia.

Las medidas experimentales de la inductancia dinámica de los dispositivos analizados han corroborado la esperada y significativa disminución de la impedancia inductiva cuando la intensidad de la corriente procesada provoca la saturación magnética del núcleo de los inductores.

El algoritmo de optimización en MATLAB desarrollado para ajustar el modelo teórico a los datos experimentales ha permitido obtener datos precisos y confiables para la validación del modelo teórico. Este trató el problema como uno de optimización global sin restricciones, resuelto a través de la técnica de `MultiStart` y la función `fminunc` en la herramienta computacional MATLAB, llegando a mínimos en la función de suma del error cuadrático.

El ajuste del modelo teórico ha mostrado una excelente concordancia a lo datos experimentales, a partir del cual, y haciendo uso del algoritmo, se han obtenido los valores de los parámetros de

mejor ajuste. Además, se comprobó mediante experimentación, que el osciloscopio es una herramienta de medida suficientemente precisa para la aplicación de este estudio.

Por su lado, el estudio experimental sistemático de las inductancias de diversos inductores para diferentes configuraciones ha permitido analizar de manera pormenorizada el efecto los parámetros físicos y geométricos (frecuencia, permeabilidad relativa, número de espiras en el conductor y dimensiones) en el comportamiento no lineal de los dispositivos. Y, aunque escapa al objetivo central del trabajo, también se ha realizado un análisis preliminar de la posible incidencia del fenómeno de histéresis en el comportamiento no lineal del inductor.

Los parámetros del mejor ajuste se introdujeron en la herramienta SIMetrix para la validación de la bondad del modelo. Para ello, se desarrolló un circuito simulador que permitiese comparar la respuesta del inductor considerando tanto modelos lineales como no lineales, con datos experimentales obtenidos bajo el mismo circuito.

La validación del modelo en un entorno de simulación ha demostrado su robustez y precisión en todas las regiones de operación. Los ejercicios de validación realizados a diferentes frecuencias y niveles de corriente han corroborado que el modelo no lineal desarrollado proporciona una mejor aproximación al comportamiento real de los inductores en comparación con los modelos lineales tradicionales. Esto ofrece una base sólida para su uso en el diseño y optimización de dispositivos inductivos en aplicaciones reales.

Se identifican varias limitaciones del estudio, como la dependencia del iterante inicial para el algoritmo de optimización y el comportamiento espurio de aumento de la inductancia para corrientes continuas bajas antes de la saturación, observado en ciertos experimentos. Se proponen mejoras en el modelo teórico para incluir efectos adicionales debidos a la histéresis del material magnético y asimetrías en la geometría de los bobinados, así como la creación de nuevos circuitos de medición que eliminen la necesidad de resistencias de potencia.

No obstante, el estudio ha demostrado la validez del modelo teórico desarrollado para describir el comportamiento no lineal de inductores bajo saturación magnética. La metodología empleada y los resultados obtenidos han proporcionado una comprensión detallada de los fenómenos involucrados, permitiendo optimizar el diseño de inductores para aplicaciones de alta precisión. Las futuras investigaciones se centrarán en refinar el modelo y explorar nuevas configuraciones experimentales para mejorar aún más la precisión y la aplicabilidad del modelo en diversos contextos.

Así, este trabajo ha contribuido significativamente al entendimiento y modelado del comportamiento no lineal de inductores, ofreciendo una base sólida para futuras investigaciones y desarrollos en el campo de los dispositivos magnéticos.

---

## REFERENCIAS

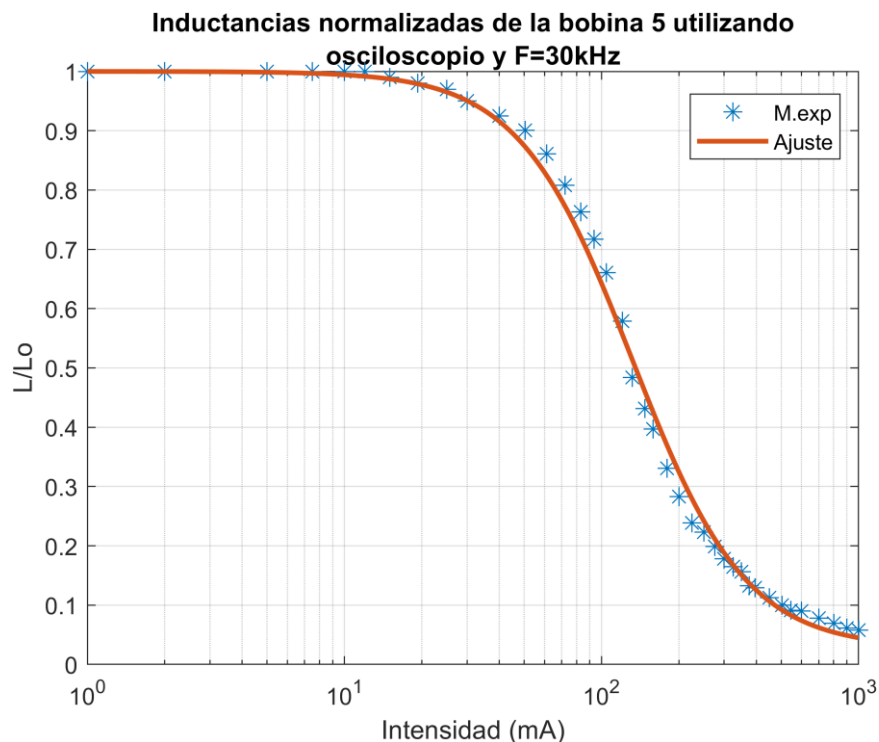
---

- [1] Federal Aviation Administration, «Aircraft Electromagnetic Compatibility,» FAA Technical Center, 1987.
- [2] Á. Ojeda-Rodríguez, G. Cano-Gómez y J. Bernal-Méndez, «Analysis and Modelling of a Ring Core Inductor under Saturation Effect,» de *International Symposium on Electromagnetic Compatibility-EMC Europe*, Krakow, Poland, 2023.
- [3] L. Bortosel, Modelado a altas frecuencias de filtros inductivos de modo común (chokes), Sevilla: Trabajo de Fin de Grado, Escuela Técnica Superior de Ingeniería, Universidad de Sevilla, 2016.
- [4] M. E. Sahin, «Inductance selection criteria and design steps for power electronics applications,» *SDU Journal of Natural and Applied Sciences*, vol. vol. 24, n° 6, p. pp. 689–695, 2020.
- [5] A. Stadler, T. Stolzke y C. Gulden, «Nonlinear power inductors for large current crest factors,» *Journal of Engineering*, vol. vol. 2013, 2013.
- [6] V. López Rodríguez, M. d. M. Montoya Lirola y M. Pancorbo Castro, Electromagnetismo II, Madrid: UNED, 2022.
- [7] H. P. & Services, «LCR meter basic measurement principles,» [En línea]. Available: [https://www.hioki.com/global/learning/usage/lcr-meters\\_1.html](https://www.hioki.com/global/learning/usage/lcr-meters_1.html). [Último acceso: 18 Junio 2024].
- [8] Peak Electronic design itd, «LCR45 - LCR Component Meter with Component Impedance Measurement,» Atlas House, 2024. [En línea]. Available: <https://www.peakelec.co.uk/acatalog/lcr45-lcr-impedance-meter.html>. [Último acceso: 25 06 2024].
- [9] Rohde & Schwarz, «OSCILLOSCOPIO R&S® RTB2004 70 MHZ, 4 CANALI,» ALL data Srl, [En línea]. Available: <https://www.shoprs.it/products/oscilloscopio-r-s%C2%AE-rtb2004-70-mhz-4-canali>. [Último acceso: 25 06 2024].
- [10] Fluke, «Fluke 116 HVAC Multímetro con misura di temperatura e microAmpere,» Fluke Corporation, 1995 - 2024. [En línea]. Available: <https://www.fluke.com/it-it/prodotto/test-per-componenti-elettrici/multimetri-digitali/fluke-116>. [Último acceso: 25 06 2024].
- [11] RS Components Ltd, «RS PRO Digital Bench Power Supply, 0 → 60V, 0 → 5A, 1-Output, 300W,» RS Components Ltd, 2024. [En línea]. Available: <https://uk.rs-online.com/web/p/bench-power-supplies/1757366>. [Último acceso: 25 06 2024].
- [12] Rohde & Schwarz, «R&S®ZND vector network analyzers,» Rohde & Schwarz USA, Inc, 2024. [En línea]. Available: [https://www.rohde-schwarz.com/us/products/test-and-measurement/network-analyzers/rs-znd-vector-network-analyzers\\_63493-65409.html](https://www.rohde-schwarz.com/us/products/test-and-measurement/network-analyzers/rs-znd-vector-network-analyzers_63493-65409.html). [Último acceso: 25 06 2024].

- [13] TEKBOX DIGITAL SOLUTIONS, «TBCP1 25MM FIXED APERTURE RF CURRENT MONITORING PROBES,» TEKBOX DIGITAL SOLUTIONS, 2023. [En línea]. Available: <https://www.tekbox.com/product/tbcp-rf-current-monitoring-probes/>. [Último acceso: 25 06 2024].
- [14] RIGOL Italia, «GENERATORE DI FUNZIONE RIGOL DG1062Z 60MHZ 2CANALI,» ALLdata S.r.l, 2024. [En línea]. Available: <https://www.rigolitalia.it/products/generatore-di-funzione-rigol-dg1062z-60mhz-2canali>. [Último acceso: 25 06 2024].
- [15] MathWorks, «fminunc - Help Center,» 01 2024. [En línea]. Available: <https://es.mathworks.com/help/optim/ug/fminunc.html>. [Último acceso: 20 06 2024].
- [16] MathWorks, «How GlobalSearch and MultiStart Work - Help Center,» 01 2024. [En línea]. Available: <https://es.mathworks.com/help/gads/how-globalsearch-and-multistart-work.html>. [Último acceso: 07 07 2024].
- [17] P. Zacharias, Magnetic components: basics and applications, Wiesbadem,Germany: Springer, 2022.
- [18] MathWorks, «Constrained Nonlinear Optimization Algorithms,» 01 2024. [En línea]. Available: <https://www.mathworks.com/help/optim/ug/constrained-nonlinear-optimization-algorithms.html#brnpd5f>. [Último acceso: 20 06 2024].
- [19] C. Domínguez-Palacios, J. Bernal y M. M. Prats, «Characterization of Common Mode Chokes at High Frequencies With Simple Measurements,» *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, Vols. %1 de %2VOL. 33,, n° NO. 5,, p. 2, MAY 2018.
- [20] Global Solutions Electronics, «Choke Coil,» 2024. [En línea]. Available: <http://www.globalsolelec.com/es/>. [Último acceso: 25 06 2024].
- [21] MathWorks, «How GlobalSearch and MultiStart Work - Help Center,» The MathWorks, Inc., 1994-2024 . [En línea]. Available: <https://www.mathworks.com/help/gads/how-globalsearch-and-multistart-work.html>. [Último acceso: 29 06 2024].

## A. ANEXO

Este anexo constituye un complemento al capítulo 5 destinado a la validación del modelo no lineal desarrollado. En éste, se detallan los ejercicios de validación realizados a una bobina, en adelante “bobina 5”, análoga a la bobina 1 pero con diferente geometría del bobinado. De igual forma que se hizo para el caso de la bobina 4, se presenta a continuación en la Figura A-3 el ajuste del modelo al comportamiento experimental de ésta. En esta ocasión, la frecuencia seleccionada para el estudio fue de 30 kHz.



**Figura A-1.** Ajuste de la inductancia normalizada de la bobina 5 a F=30 kHz.

Así, los parámetros que mejor ajustan el comportamiento real de este dispositivo resultan los mostrados en la Tabla A-1, y los correspondientes parámetros a introducir en SIMetrix son los que se muestran en la Tabla A-2.

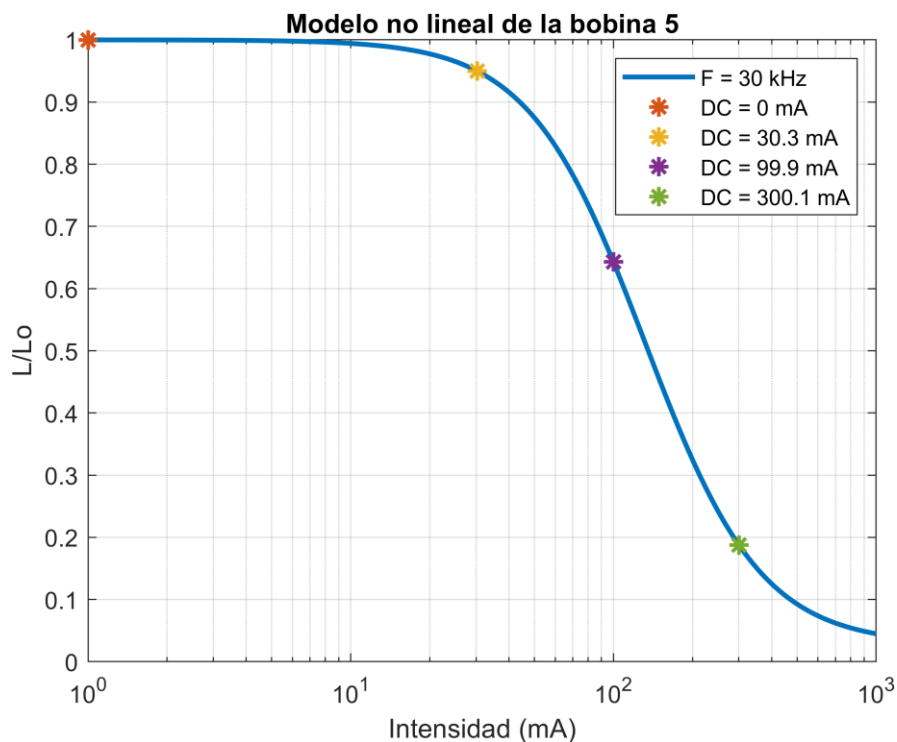
**Tabla A-1.** Parámetros de ajuste de la inductancia normalizada de la bobina 5.

	$M_\alpha$ (kA/m)	$H_\alpha$ (A/m)	$M_\beta$ (kA/m)	$H_\beta$ (A/m)
<b>Bobina 5 a 30 kHz</b>	-13.540	-512.358	393.540	520158.587

**Tabla A-2.** Parámetros a introducir en SIMetrix para la bobina 5 a 30kHz.

$kk$ [-]	AC [-]	BD [-]	$I_{ac} = I_a^\alpha$ [A]	$I_{bc} = I_b^\alpha$ [A]	$I_{ad} = I_a^\beta$ [A]	$I_{bd} = I_b^\beta$ [A]
-0.0407	26.4276	0.7566	-0.1051	-0.1651	106.7124	167.6095

Para la validación de esta bobina, se ha decidido utilizar cuatro valores de intensidad de corriente continua, situados en regiones de interés de la curva de inductancia normalizada ajustada a los datos experimentales, los cuales quedan ilustrados en la Tabla A-3. Además, se han seleccionado tres niveles de tensión diferentes en la fuente de alimentación de corriente alterna, correspondiente con 5Vpp, 10Vpp y 20Vpp. Con el fin de aclarar las condiciones de operación en cada ejercicio de validación, éstas se muestran en la Tabla A-3. También cabe destacar que el rango de inductancia lineal inicial considerado en la validación de esta bobina es entre 1.9mH y 2.8mH.

**Figura A-2.** Puntos de validación del modelo no lineal de la bobina 5 a 30kHz.**Tabla A-3.** Condiciones de operación de los ejercicios de validación de la bobina 5 a 30kHz.

DC \ AC	5V <sub>pp AC</sub>	10 V <sub>pp AC</sub>	20 V <sub>pp AC</sub>
0 mA	Test 7	Test 8	Test 9
30.3 mA	Test 10	Test 11	Test 12
99.9 mA	Test 13	Test 14	Test 15
300.1 mA	Test 16	Test 17	Test 18

En lo que resta del anexo, se presentan los resultados de cada ejercicio de validación mencionado, observándose que, en todos los casos, el modelo no lineal que tiene en cuenta la saturación del núcleo magnético, presentado en este documento, supone una mejora sustancial con respecto a la aproximación estrictamente lineal.



### A.1 Ejercicio de validación 7

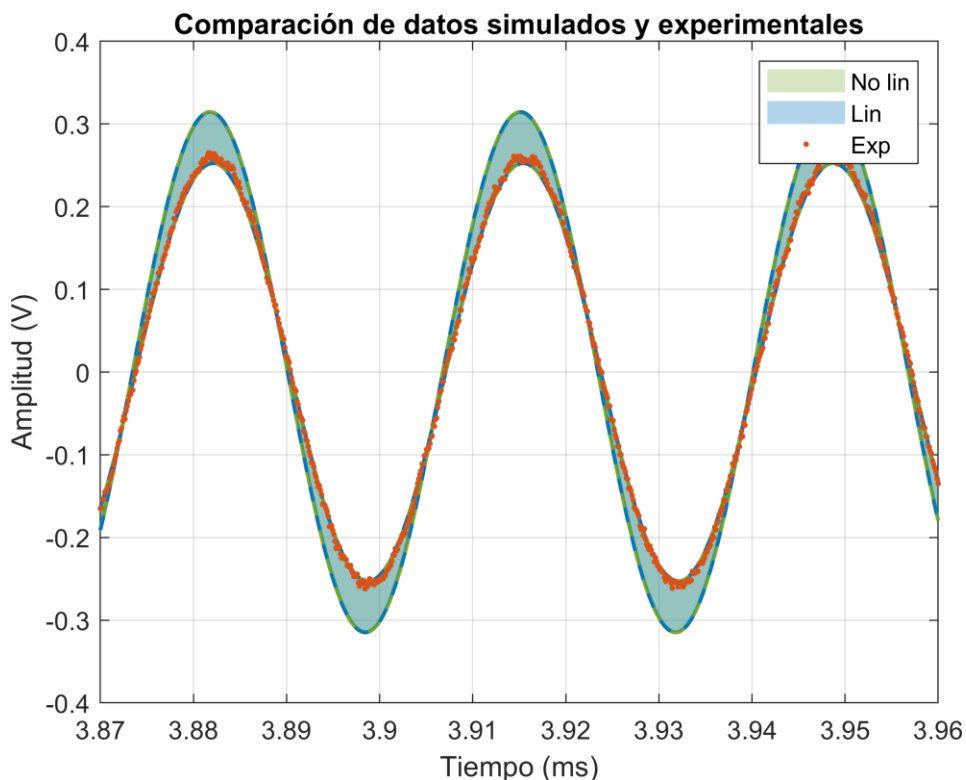


Figura A-3. Resultados del ejercicio de validación 7 de la bobina 5: modelo excitado con 5Vpp de alterna y 0 mA de continua.

### A.2 Ejercicio de validación 8

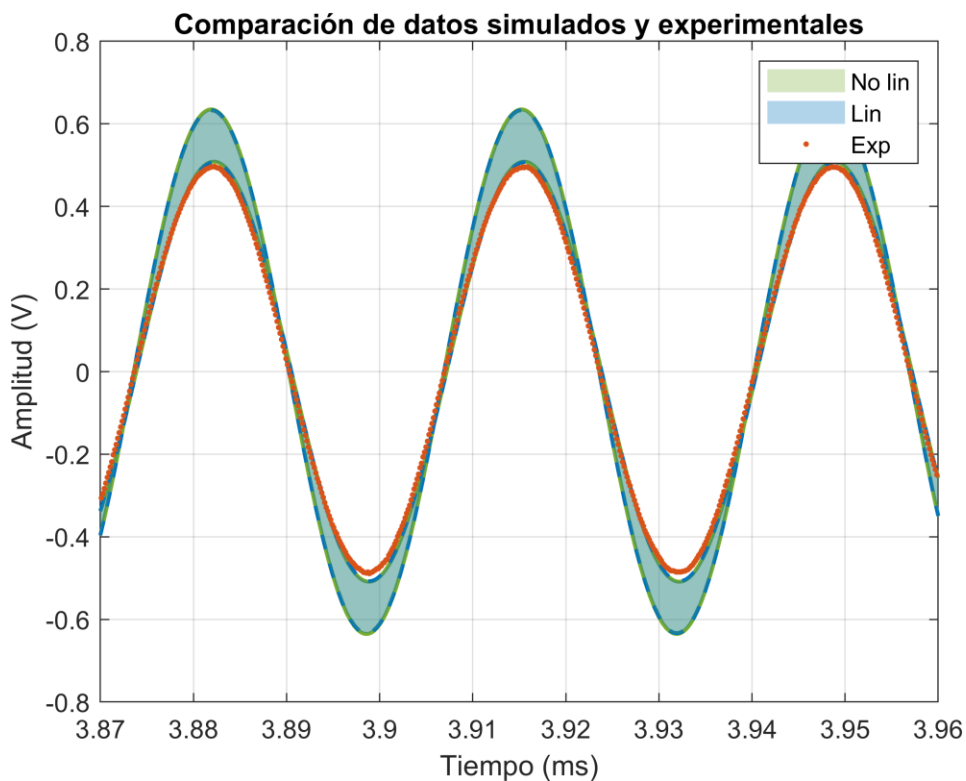
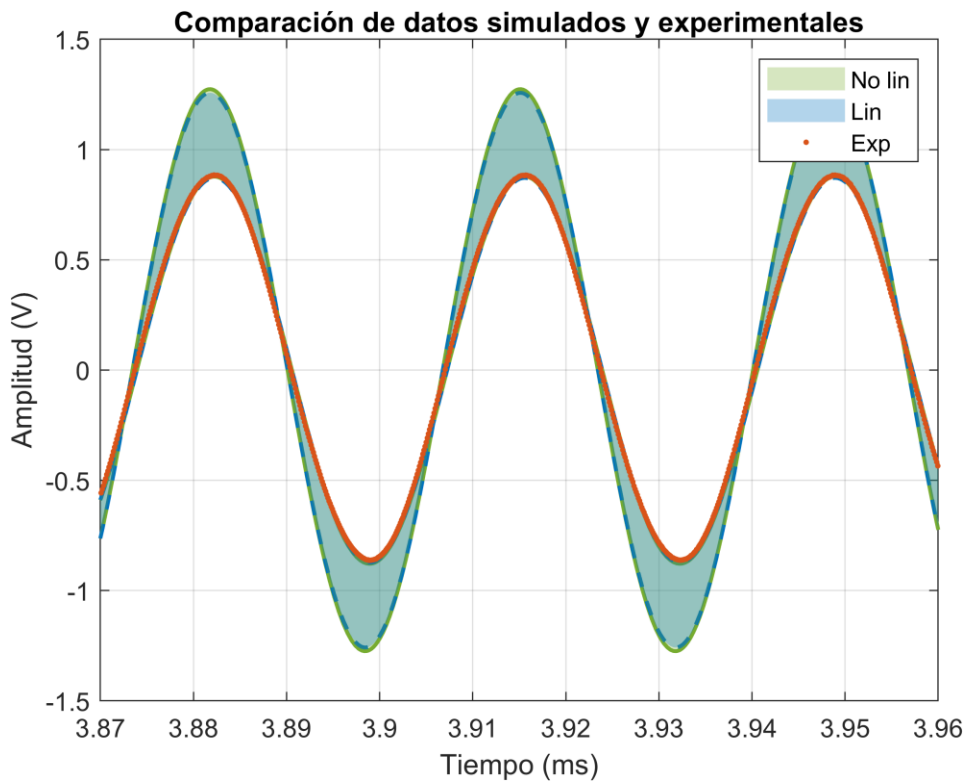


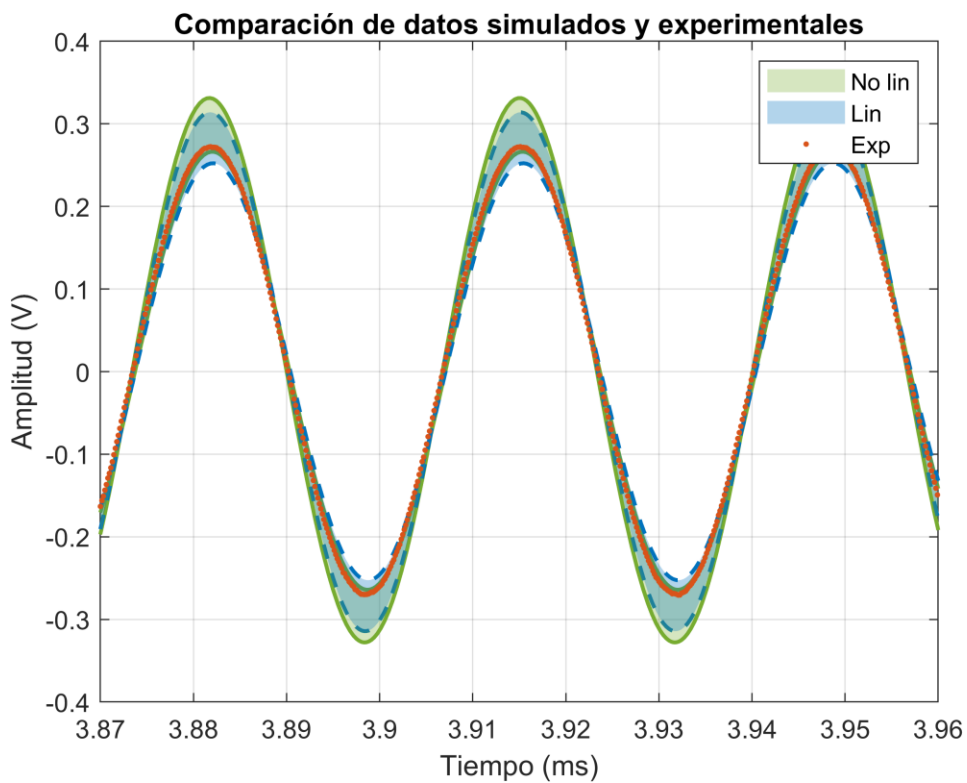
Figura A-4. Resultados del ejercicio de validación 8 de la bobina 5: modelo excitado con 10Vpp de alterna y 0 mA de continua.

### A.3 Ejercicio de validación 9



**Figura A-5.** Resultados del ejercicio de validación 9 de la bobina 5: modelo excitado con 20Vpp de alterna y 0 mA de continua.

### A.4 Ejercicio de validación 10



**Figura A-6.** Resultados del ejercicio de validación 10 de la bobina 5: modelo excitado con 5Vpp de alterna y 30.3 mA de continua.

### A.5 Ejercicio de validación 11

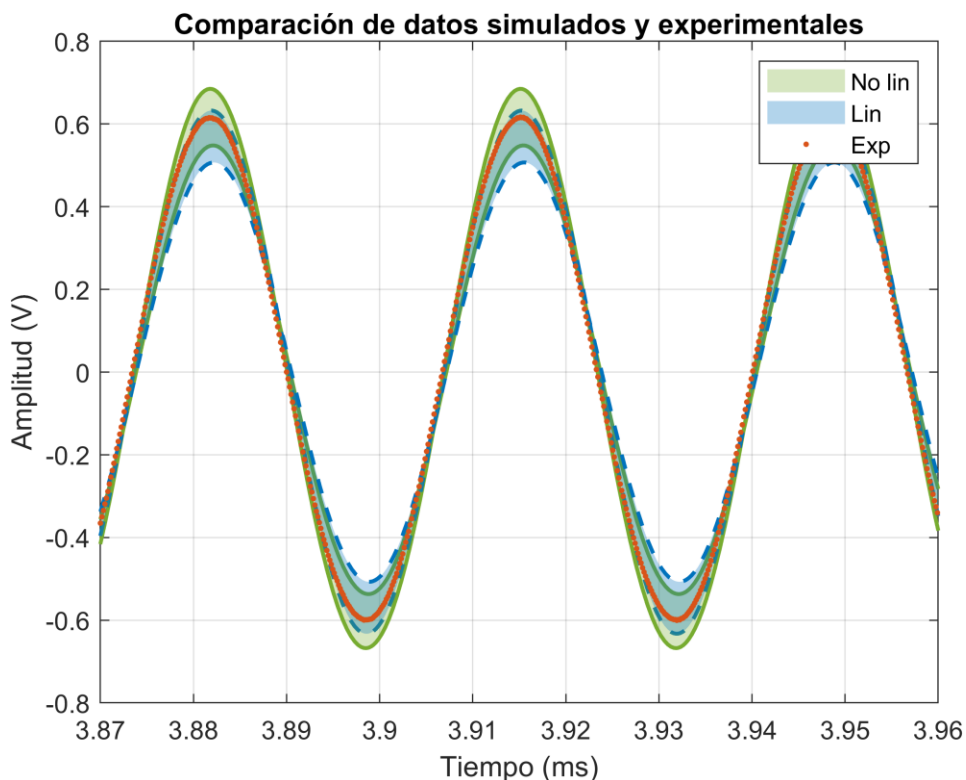


Figura A-7. Resultados del ejercicio de validación 11 de la bobina 5: modelo excitado con 10Vpp de alterna y 30.3 mA de continua.

### A.6 Ejercicio de validación 12

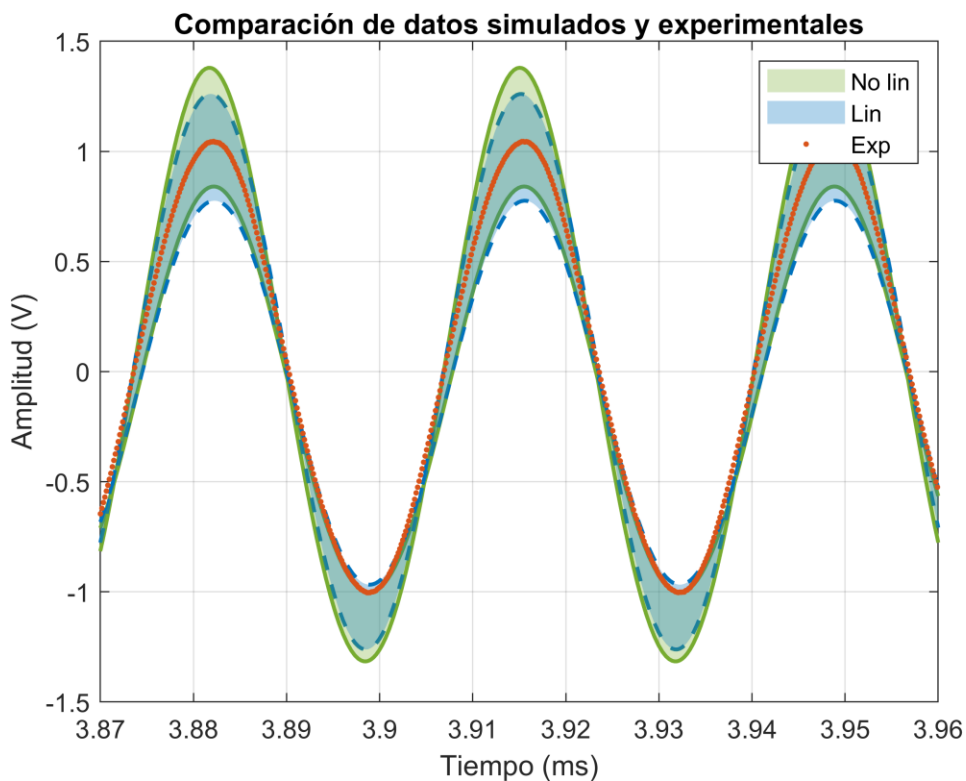
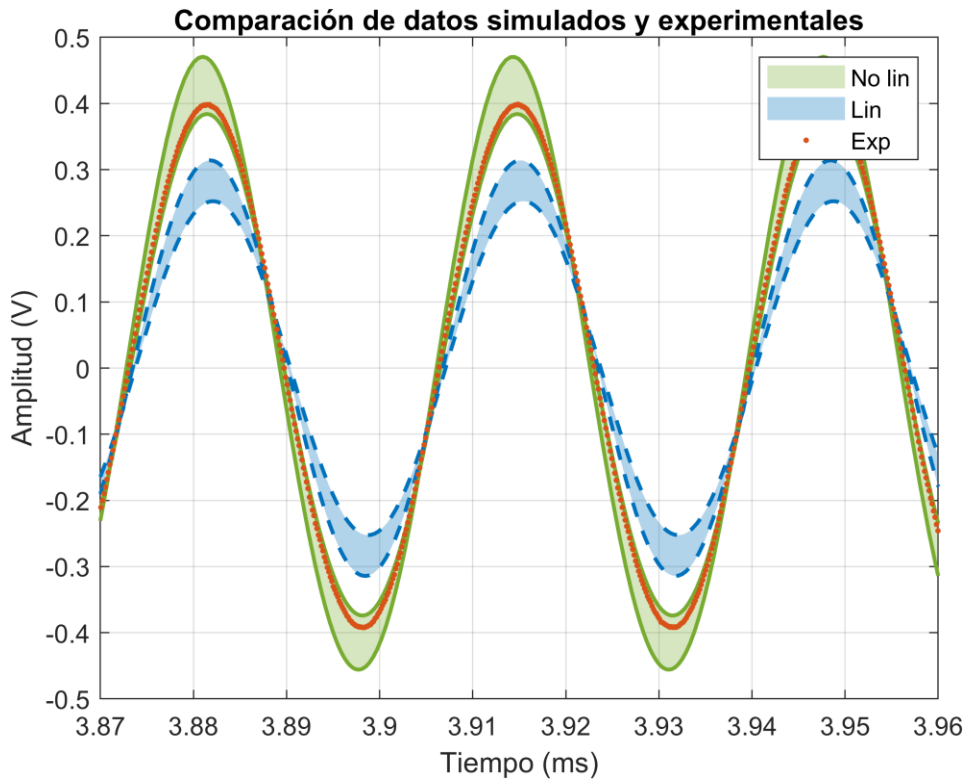


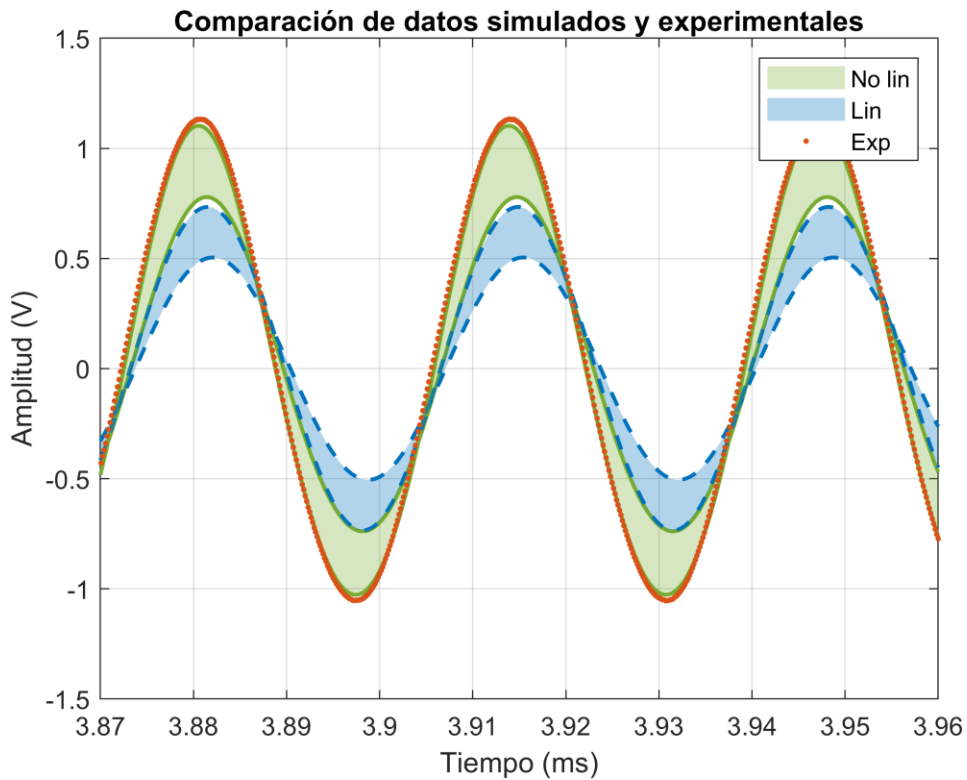
Figura A-8. Resultados del ejercicio de validación 12 de la bobina 5: modelo excitado con 20Vpp de alterna y 30.3 mA de continua.

### A.7 Ejercicio de validación 13



**Figura A-9.** Resultados del ejercicio de validación 13 de la bobina 5: modelo excitado con 5Vpp de alterna y 99.9 mA de continua.

### A.8 Ejercicio de validación 14



**Figura A-10.** Resultados del ejercicio de validación 14 de la bobina 5: modelo excitado con 10Vpp de alterna y 99.9 mA de continua.

### A.7 Ejercicio de validación 15

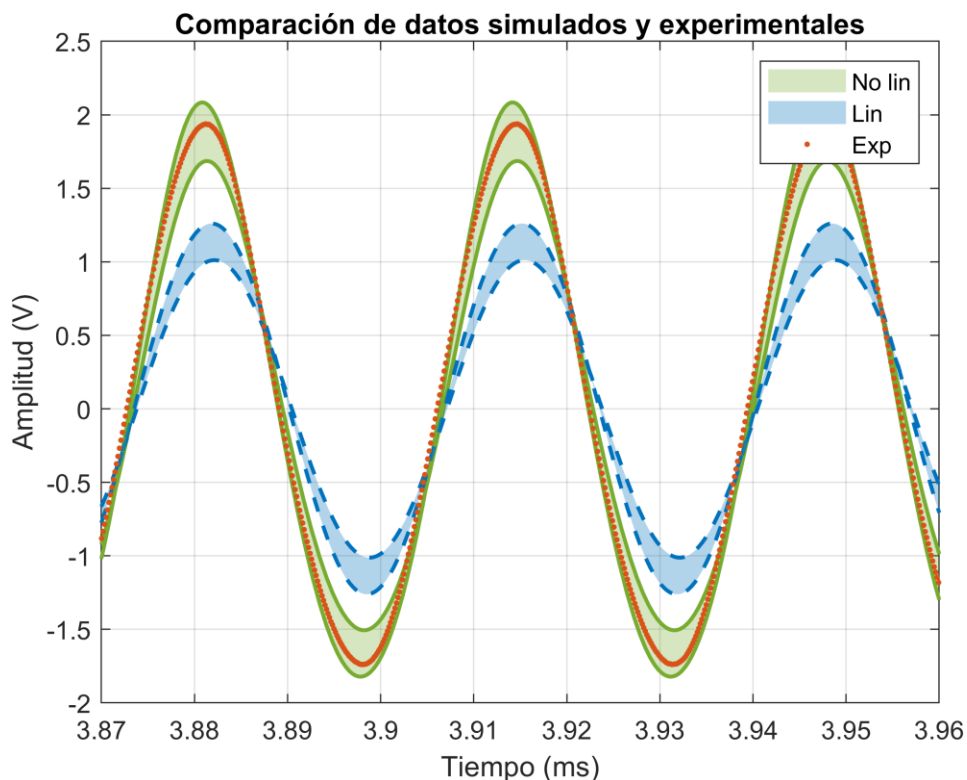


Figura A-11. Resultados del ejercicio de validación 15 de la bobina 5: modelo excitado con 20Vpp de alterna y 99.9 mA de continua.

### A.8 Ejercicio de validación 16

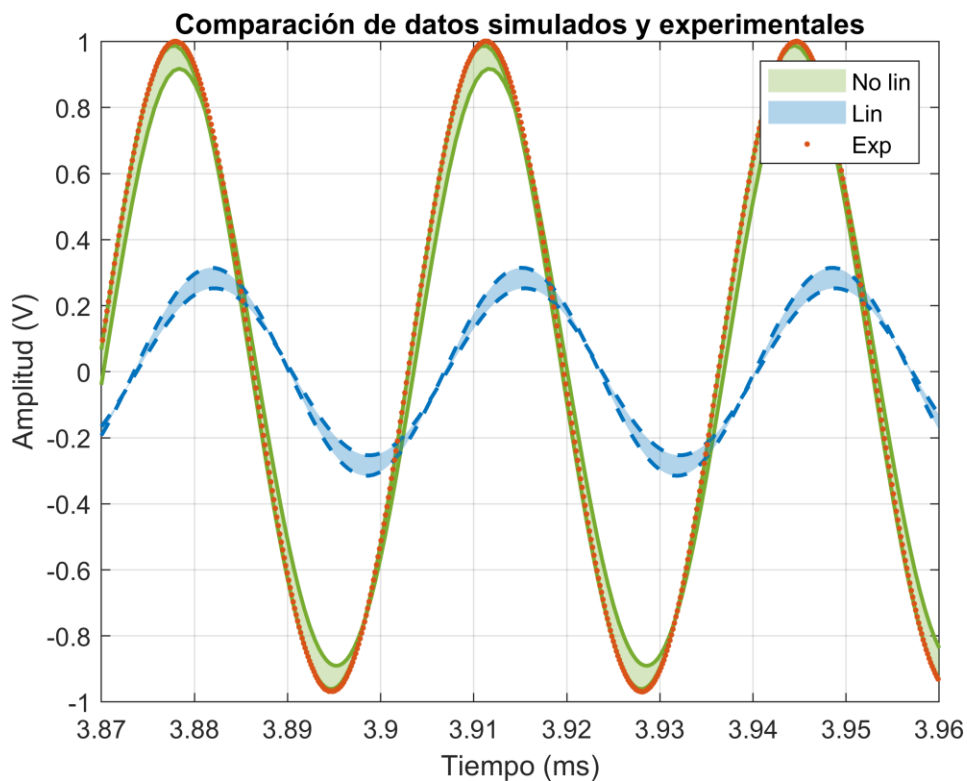
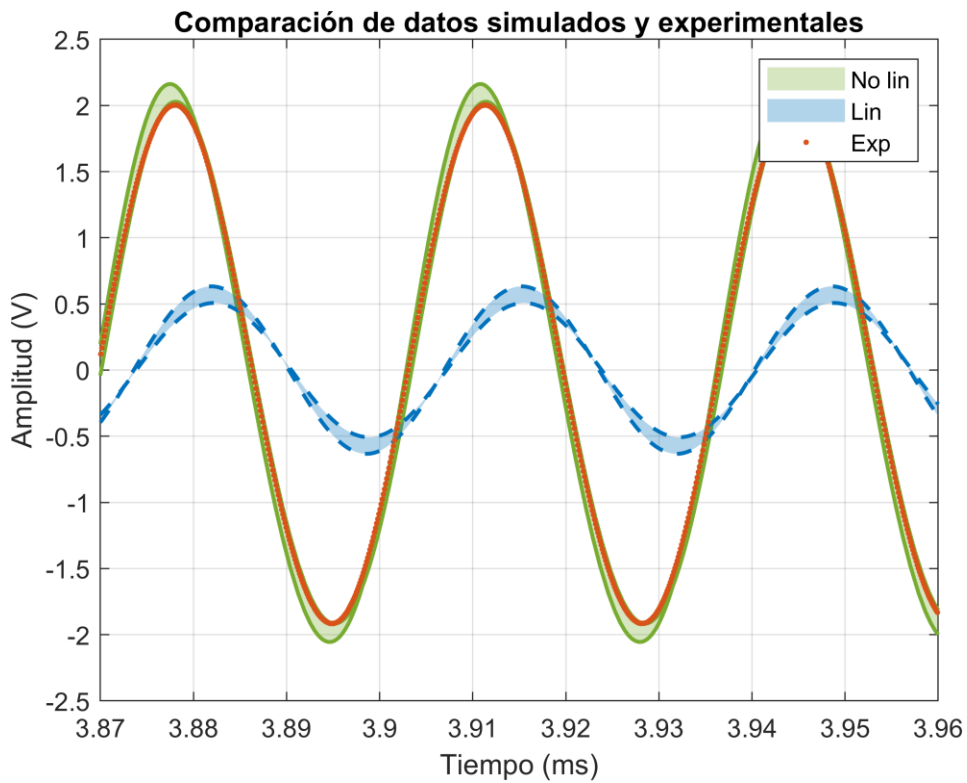


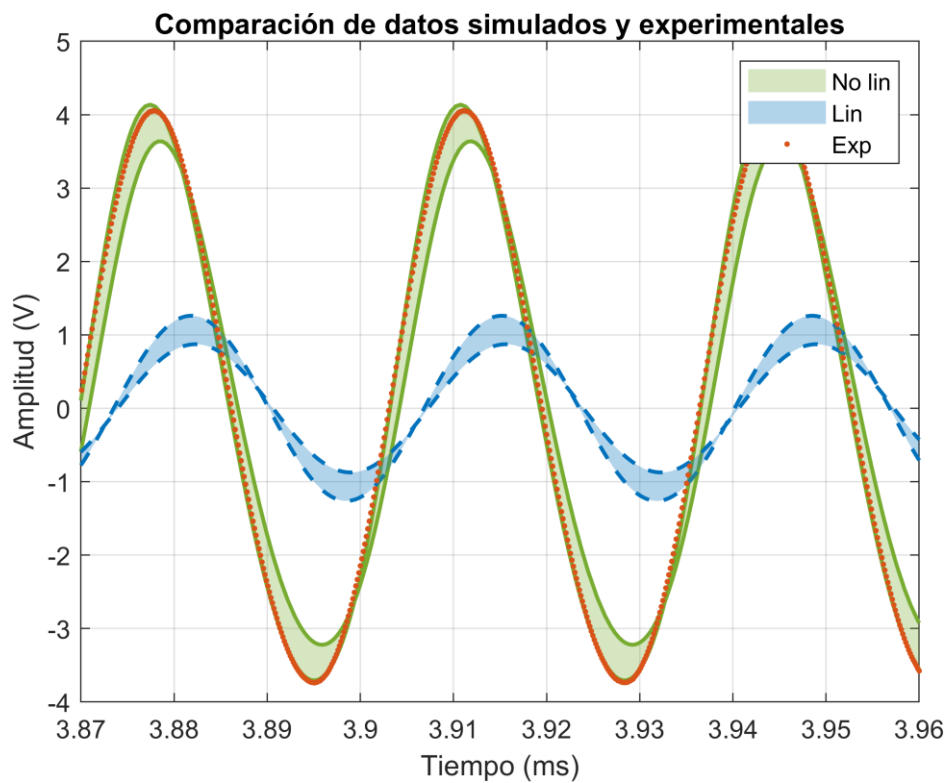
Figura A-12. Resultados del ejercicio de validación 16 de la bobina 5: modelo excitado con 5Vpp de alterna y 300.1 mA de continua.

#### A.4 Ejercicio de validación 17



**Figura A-13.** Resultados del ejercicio de validación 17 de la bobina 5: modelo excitado con 10Vpp de alterna y 300.1 mA de continua.

#### A.5 Ejercicio de validación 18



**Figura A-14.** Resultados del ejercicio de validación 18 de la bobina 5: modelo excitado con 20Vpp de alterna y 300.1 mA de continua.

