

UNIVERSIDAD TÉCNICA FEDERICO SANTA MARÍA

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

SANTIAGO-CHILE



**CARACTERIZACIÓN DEL COMPORTAMIENTO DE UN LAZO INDUCTIVO
(ILS) PARA LA MEDICIÓN DE DESCARGAS PARCIALES**

ÁLVARO IGNACIO ZERENE RIQUELME

**MEMORIA DE TITULACIÓN PARA OPTAR AL TÍTULO DE INGENIERO CIVIL
ELECTRICISTA**

PROFESOR GUÍA (1): JORGE ARDILA REY

PROFESOR GUIA (2): ALDO BARRUETO GUZMÁN

JULIO 2018

AGRADECIMIENTOS

A mis amigos con quienes comparto mis alegrías y mis penas, que siempre han estado para apoyarme y brindarme una sonrisa y un grato momento.

A mis profesores Aldo Barrueto y Jorge Ardila, con quienes pude compartir más de lo habitual y siempre me apoyaron y dieron aliento a continuar y no desistir.

A Cristina Marambio por haber despertado en mí la pasión y amor por el montañismo.

A mi querido club de andinismo Leones de Montaña, con quienes he podido desarrollarme íntegramente como ser humano escalando las más bellas montañas de los Andes Centrales, con quienes he compartido las más hermosas postales y las jornadas más extenuantes solo por experimentar el placer de alcanzar una cumbre.

A mis compañeros de universidad, con quienes nos apoyamos durante esta larga estadía como estudiantes y logramos juntos doblar al adversario que eran complejos ramos.

A Don Eduardo Bonvallet, quién me enseñó a doblar a mi adversario y mirar siempre el horizonte buscando el éxito. La filosofía del látigo, látigo, látigo, azúcar, que en la vida no hay nada que no se pueda conseguir si lo que hago es con pasión, a usted que debe estar jugando en el estadio del cielo con los más grandes.

A mi Abuelita Juana Flores, que le tocó partir de este mundo durante el proceso de esta memoria de título, a quién le dediqué mi solitaria cumbre en el Cerro La Paloma 4910 msnm

A mi querida fundación Portas, quienes combaten día a día la deserción universitaria en jóvenes de escasos recursos. Agradecido enormemente de ayudarme a romper la dura barrera y poder ser el primer profesional de mi familia.

A mi mamá Ivette, mi papá Miguel, Mis hermanos Vicente y Miguel, quienes siempre me tenían un hogar donde dormir calentito, una mesa donde jamás ha faltado la comida, conversaciones eternas que inculcan valores, quienes me apoyaron y me dieron todo lo necesario para salir adelante y que siempre confiaron en mí.

En especial a mi Madre Edith Riquelme, a quién desde su partida de este mundo le dije que me dedicaría a estudiar, estudiar y estudiar, y tras 17 años por fin esta etapa llega a su fin, un abrazo y un beso al cielo.

DEDICATORIA

*“De la adversidad, sin conocer el dolor
es imposible que seas un triunfador,
de la derrota viene una transición para el éxito”*

Eduardo Guillermo Bonvallet Godoy

RESUMEN

Idealmente, un sistema de aislamiento debe estar en capacidad de aislar eléctricamente las partes activas de una maquina o equipo sometido a alta tensión. Sin embargo, debido a la presencia de agentes contaminantes o imperfecciones al interior o en la superficie del aislamiento, es común encontrar pequeños pulsos de corriente llamados descargas parciales (PD) que cortocircuitan parcialmente el aislamiento, llevándolo con el tiempo a perder sus propiedades aislantes y por ende su capacidad de aislación. La medición adecuada de este fenómeno, en algunos casos se ve limitada por el tipo de sensor usado, ya que de no ser el adecuado se pueden falsear los resultados obtenidos conduciendo finalmente a un diagnostico errado del estado del equipo. En este sentido, el Inductive Loop Sensor, ha demostrado a nivel experimental, ser un sensor capaz de medir adecuadamente diferentes tipos de PD. Sin embargo, existen algunas limitaciones prácticas, de acuerdo al diseño actual del sensor, que limitan su uso en mediciones sobre equipos o entornos reales. Un ejemplo de esto es la presencia de un conductor primario situado a una distancia fija del sensor, por el cual se deben hacer fluir los pulsos de PD para que el sensor los pueda captar.

En esta memoria, se estudiará el comportamiento del sensor para diferentes distancias de separación a partir de la línea por donde circulan los pulsos de PD. Asimismo, se probará la capacidad de medición del sensor eliminando la presencia del conductor primario y ubicando directamente el sensor sobre la línea por donde fluyen los pulsos de PD de un equipo real.

ABSTRACT

Ideally, an insulation system must be capable of electrically insulating the active components of a machine or device subjected to high voltages. However, due to the presence of polluting agents or imperfections inside or on the surface of the insulation, small current pulses called partial discharges (PDs) are common, which partially short-circuit the insulation and cause it to lose its insulating properties, and thus its insulation capacity, over time. In some cases, measurements of this phenomenon are limited by the type of sensor used; if it is not adequate, it can distort the obtained results, which can lead to a misdiagnosis of the state of the device. The inductive loop sensor has experimentally been demonstrated to be capable of properly measuring different types of PDs. However, because of its current design, there are several practical limitations on its use in real devices or environments. An example is the presence of a primary conductor located at a fixed distance from the sensor, through which PD pulses must flow for the sensor to capture them.

In this dissertation, the sensor's behavior is studied at different separation distances from the line through which the PD pulses flow. In addition, the measuring capacity of the sensor is tested by removing the presence of the primary conductor and placing the sensor directly over the line through which the PD pulses of a real device flow.

ÍNDICE

1	INTRODUCCIÓN.....	1
2	MARCO TEÓRICO.....	3
2.1	Descargas parciales.....	3
2.2	Sensores Inductivos.....	9
3	LAZO INDUCTIVO.....	12
3.1	Modelo eléctrico del sensor.....	12
3.2	Parámetros Eléctricos.....	15
3.2.1	Parámetros eléctricos teóricos.....	16
3.2.2	Parámetros eléctricos FEMM.....	23
3.2.3	Parámetros eléctricos experimentales.....	28
4	Respuesta en Frecuencia.....	32
4.1	Respuesta en frecuencia teórica.....	34
4.2	Respuesta en frecuencia FEMM.....	35
4.3	Respuesta en frecuencia experimental.....	36
5	Medición experimental.....	38
6	Conclusiones.....	42
7	Trabajo futuro.....	44
8	BIBLIOGRAFÍA.....	45

ANEXO A	47
ANEXO B	50
ANEXO C	52
ANEXO D	55

ÍNDICE DE FIGURAS

fig. 1.1: Configuración física del lazo inductivo	2
fig. 2.1: Campo eléctrico dentro de un medio aislante con una vacuola [11].	4
fig. 2.2: Secuencia de cortocircuito en una vacuola bajo una tensión alterna[15].	5
fig. 2.3: Tipos de descargas parciales, Internas, Superficiales y Corona [15].....	6
fig. 2.4: Circuito de prueba para la medición de las descargas parciales. Dispositivo de acoplamiento en serie con el condensador de acoplamiento [1].	8
fig. 2.5: Circuito de prueba para la medición de las descargas parciales. Dispositivo de acoplamiento en serie con el objeto de ensayo [1].	8
fig. 2.6: Sensores inductivos (a) HFCT, (b) Bobina Rogowski y (c) Lazo inductivo	9
fig. 2.7: Respuesta en frecuencia de un HFCT 39mm clamp de la marca Techimp [18]....	10
fig. 2.8: Respuesta en frecuencia del ILS para una configuración de 1mm de separación con el conductor principal. [11]	11
fig. 3.1: Configuración del sensor y el conductor principal.	12
fig. 3.2: Circuito equivalente del lazo inductivo.	13
fig. 3.3: Dimensiones del sensor Inductivo (a) vista superior del ILS, (b) sección transversal del ILS.	16
fig. 3.4: Resistencia del ILS en función de la frecuencia.	19
fig. 3.6 : Sistema de coordenadas cilíndricas.....	20

fig. 3.7 Inductancia mutua teórica en función de la separación entre el ILS y el conductor principal.....	21
fig. 3.8: Simulación en FEMM para la configuración del par de lados largos del ILS, distribución de campo magnético.....	23
fig. 3.9: Simulación en FEMM para la configuración del par de lados cortos del ILS, distribución de campo magnético.....	24
fig. 3.10, representación de la configuración planar realizada en FEMM y el volumen de integración.....	26
fig. 3.11: Inductancia Mutua simulada en función de la separación entre el ILS y el conductor principal.....	28
fig. 3.12: Inductancia Mutua experimental en función de la separación entre el ILS y el conductor principal.....	30
fig. 3.13: Configuración experimental para la caracterización del ILS.....	30
fig. 3.14: Prototipo experimental del sensor inductivo.....	31
fig. 4.1: Respuesta en frecuencia teórica del sensor para diferentes valores de a	34
fig. 4.2 : Respuesta en frecuencia mediante FEMM del sensor para diferentes valores de a	35
fig. 4.3 Respuesta en frecuencia experimental del sensor para diferentes valores de a	36
fig. 5.1: Montaje experimental.....	39
fig. 5.2: (a) Pulso de corriente captado por el lazo inductivo con un cable de 1 mm de espesor. (b) Espectro de frecuencias del pulso $f_f = 1.85$ MHz.....	39

fig. 5.3: Respuesta en frecuencia experimental, tanto para sinusoidales puras (círculos) y pulsos de $f_f = 1.85$ MHz (Asteriscos).....	40
fig. 5.4: Magnitud en función de la separación para las mediciones experimentales de pulsos de corriente y señales sinusoidales puras a $f_f = 1.85$ MHz.	41
fig. 8.1: Diagrama de fase teórico del ILS.....	55

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 3.1: Dimensiones constructivas del sensor, en milímetros.....	16
Tabla 3.2: Valores de resistencia obtenido para cada par de lados del ILS a 0 y 50 MHZ..	25
Tabla 3.3: Resultados de la medición de los parámetros eléctricos del ILS de manera experimental	29
Tabla 6.1: Resumen de las Inductancias propias obtenidas.....	42
Tabla 6.2: Frecuencias de corte del ILS.	43

1 INTRODUCCIÓN

Las descargas parciales (PD) son descargas eléctricas localizadas que cortocircuitan parcialmente el aislamiento entre dos conductores, debido a una concentración de campo eléctrico en el aislamiento o superficie de éste y generalmente pueden captarse como pulsos de corriente de alta frecuencia cuyo contenido espectral puede llegar hasta los 60 MHz, dependiendo de aspectos como: tipo de fuente de PD, sensor utilizado, ancho de banda del sistema de adquisición, circuito de medida y recorrido de la PD [1]. Tal y como está documentado [2][3][4], la actividad de descargas parciales puede provocar la degradación del material debido a la presencia de procesos físico-químicos producto del bombardeo de iones en las paredes del aislante. Por tal razón, es importante la detección temprana de este fenómeno de disrupción eléctrica, a modo de realizar un diagnóstico temprano del material y tomar acciones respecto al mantenimiento de los equipos [5].

En general, para la detección adecuada de PD, es necesario utilizar instrumentos que sean capaces de captar pulsos eléctricos de alta frecuencia (del orden de los MHz) [1]. Con este fin, se han desarrollado diferentes tipos de sensores y métodos de medición. Un método está basado en la medición con una resistencia, el cual responde bien a la detección de estos pulsos, sin embargo posee una limitante física y práctica, ya que la configuración del circuito de medición requiere que la resistencia se conecte en serie al objeto bajo ensayo [6]. Por otro lado, se han desarrollado transductores inductivos capaces de captar los pulsos eléctricos producidos por las PD, tales como los transformadores de corriente de alta frecuencia (HFCT), bobinas Rogowski [7][8][9], entre otros. Básicamente consisten en unas espiras de cobre enrolladas en un núcleo magnético o no magnético cuya configuración del método de medición se basa en ubicar estos sensores concéntricamente al conductor por donde viajan los pulsos de descargas parciales. En el trabajo presentado en [5][6][10][11][12][13][14] se ha desarrollado un lazo inductivo de núcleo no magnético capaz de detectar las descargas parciales en los equipos eléctricos el cual consiste en una espira de cobre que se ubica en las proximidades del conductor por donde circulan las PD (ver fig. 1.1), por lo que la

configuración para la medición de descargas parciales podría resultar muy práctica. En estos trabajos se han realizado mediciones de descargas parciales de manera exitosa, pero la configuración física para realizar las mediciones ha sido limitada, ya que se ha utilizado el lazo inductivo para registrar estos pulsos que fluyen por un conductor que está separado a una distancia fija “ a ” de 1 mm.

El objetivo de este trabajo de memoria es caracterizar el comportamiento del lazo inductivo para diferentes distancias “ a ”, para ello se estudia la respuesta en frecuencia del lazo inductivo mediante 3 métodos; teórico, experimental y simulaciones en software FEMM. Y de esta forma tener una idea de hasta qué distancia es posible medir pulsos de corriente eléctrica de calidad para la detección de descargas parciales.

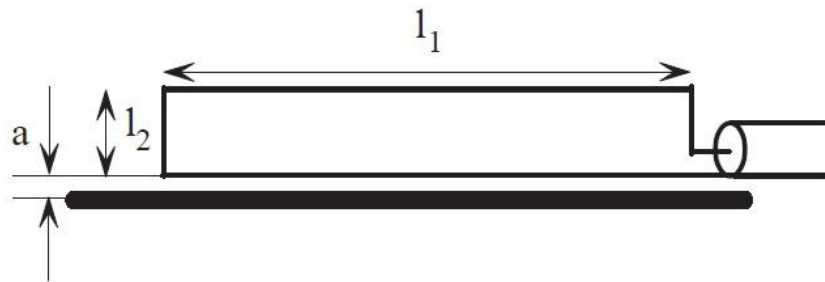


fig. 1.1: Configuración física del lazo inductivo [11]

2 MARCO TEÓRICO

2.1 Descargas parciales

Son descargas eléctricas localizadas que cortocircuitan parcialmente el aislamiento entre dos conductores, debido a una concentración de campo eléctrico en el aislamiento o superficie de éste y generalmente pueden captarse como pulsos de corriente de alta frecuencia cuyo contenido espectral puede llegar hasta los 60 MHz [1]. Las descargas parciales suelen ir acompañadas de emisiones de luz, calor y reacciones químicas[1][2][3].

Tienen lugar en el medio aislante de las partes activas de un equipo de alta tensión, este medio aislante puede ser sólido, como es el caso de las resinas, papel, grafito, líquido, como el aceite o gaseoso como el SF_6 . Estos materiales utilizados para el sistema de aislación de las máquinas eléctricas de alta tensión poseen una alta rigidez dieléctrica, la cual puede verse mermada debido a diferentes factores tales como, esfuerzos mecánicos, abrasivos, térmicos, químicos y eléctricos como los son las descargas parciales.

Estas descargas son producidas por la ionización que ocurre en un medio gaseoso que es sometido a un campo eléctrico, este medio gaseoso existe en los aislantes sólidos y líquidos en forma de burbujas de aire, en el caso de los sólidos estas microburbujas o vacuolas quedan en el interior del aislante en el proceso de fabricación de éste, y en el caso de los aislantes líquidos estas burbujas de aire pueden ser producidas por reacciones químicas o térmicas.

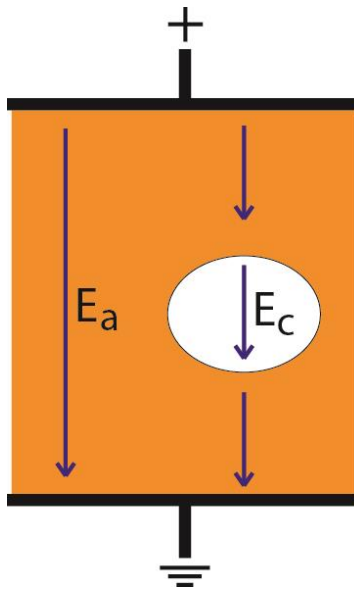


fig. 2.1: Campo eléctrico dentro de un medio aislante con una vacuola [11].

En la fig. 2.1, se muestra el campo eléctrico al que es sometido un aislante que posee una vacuola interna, donde E_a corresponde al campo eléctrico que en el aislante y E_c el campo eléctrico al cual se somete la vacuola. Generalmente estas vacuolas internas que se generan en el proceso de fabricación del aislante son de aire, por lo tanto, su permitividad relativa es 1, y la permitividad del material aislante ϵ_r . Dada la ley de continuidad de campo eléctrico se cumple que:

$$E_c = \epsilon_r E_a \text{ [V/m]} \quad (1)$$

Por lo tanto, el campo eléctrico dentro de la vacuola de aire es ϵ_r veces el campo eléctrico en aislante, por otro lado, la rigidez dieléctrica del aire es mucho menor que la rigidez dieléctrica del aislante, lo que implica una fuerte sollicitación en la vacuola que provoca una ionización en las moléculas lo cual puede generar la descarga parcial.

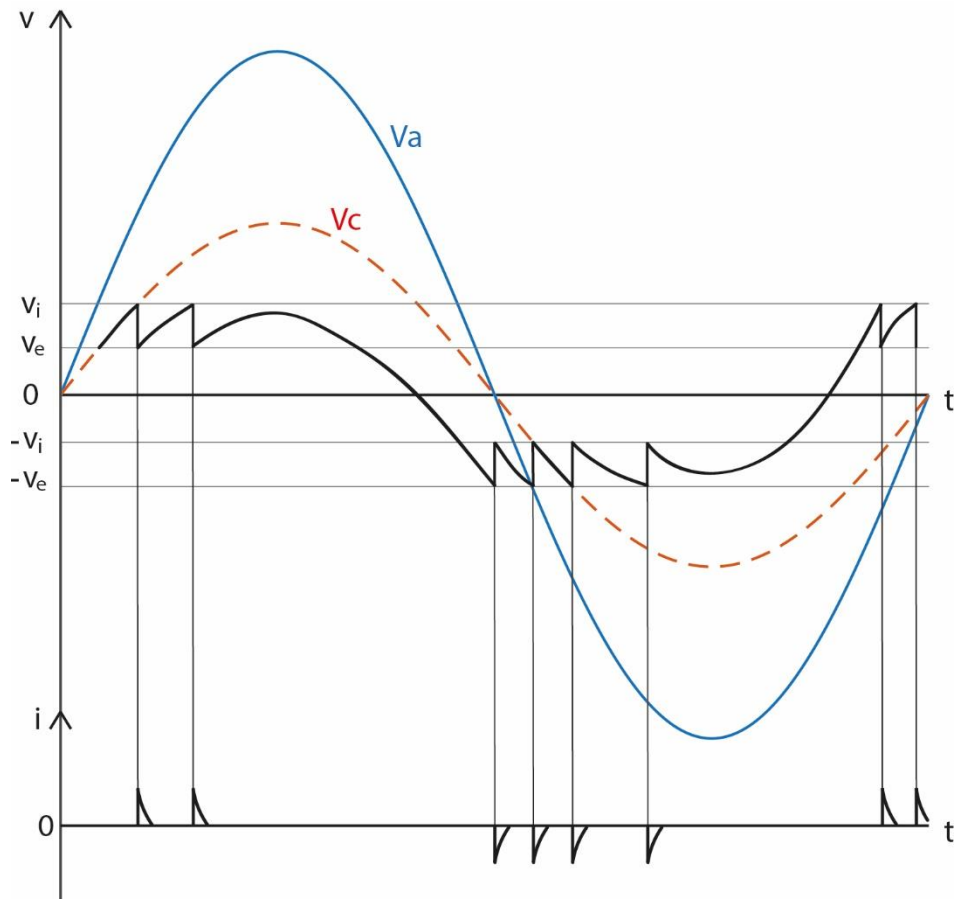


fig. 2.2: Secuencia de cortocircuito en una vacuola bajo una tensión alterna[15].

La descarga parcial ocurre dentro de la vacuola cuando la ionización de las moléculas se convierte en una avalancha de electrones y tiene lugar cuando la tensión dentro de la vacuola, v_c supera un nivel de tensión v_i , llamada tensión de ignición, y desaparece cuando la tensión v_c es menor que la tensión de extinción V_e , esto ocurre tanto para el semi ciclo positivo como el negativo, teniendo como efecto la descarga parcial como pulsos de corriente i mostrados en la fig. 2.2[16].

Estos pequeños pulsos de corriente varían en intensidad, duración y ángulo de fase respecto a la señal sinusoidal de la fuente, dependiendo de múltiples factores tales como tamaño de la vacuola, cantidad de vacuolas, el gas atrapado en ésta, por lo que poseen un variado espectro de frecuencia que oscila en el orden de los MHz.

Existen tres tipos de descargas parciales dependiendo de la configuración física en la que se presenten, las superficiales, las internas y las descargas del tipo corona [2] [17][15],

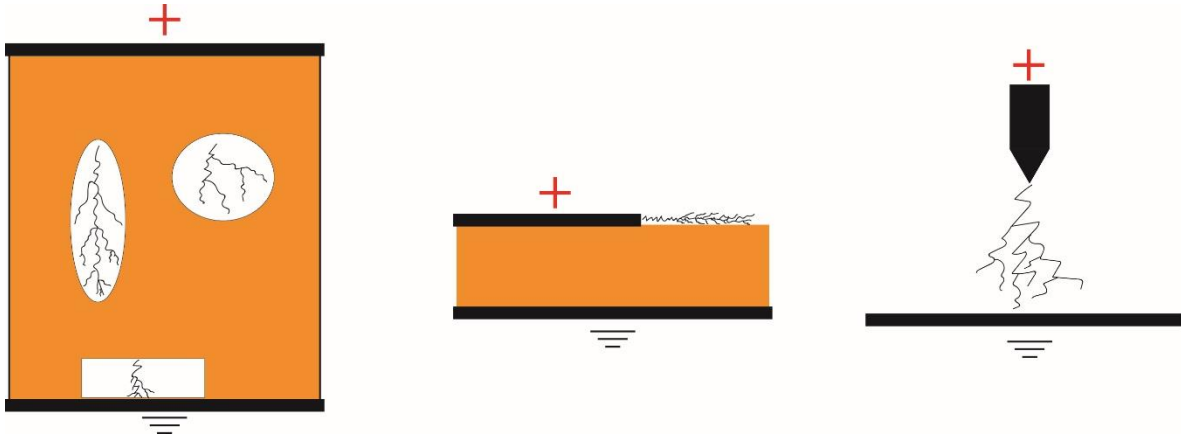


fig. 2.3: Tipos de descargas parciales, Internas, Superficiales y Corona [15]

Las descargas parciales internas corresponden a las descargas que ocurren dentro del material aislante, en los sólidos éstas tienen lugar dentro de las vacuolas de aire y en los líquidos en las burbujas que se generan dentro de él. Estas cavidades se caracterizan por poseer una baja rigidez dieléctrica comparada con la rigidez del aislante principal, lo que sumado a la amplificación del campo eléctrico dentro de la cavidad (ecuación (1)), generan una sollicitación que ioniza las moléculas que están dentro de la cavidad y generan una avalancha de electrones que provoca la descarga parcial [2]. La continua actividad de descargas parciales internas, genera un degradación del material aislante, en primer lugar en las paredes de la vacuola y luego provoca arborecencias dentro de él lo que conlleva a un aumento de tamaño de la vacuola y posterior cortocircuito franco y directo entre las partes activas del equipo del alta tensión [2][3].

La descarga parcial superficial tiene lugar en donde existe una sollicitación de campo tangencial, respecto al sistema de aislamiento, como muestra la fig. 2.3, esta sollicitación se encuentra en una zona de frontera donde se encuentran materiales aislantes, generalmente en algún material dieléctrico sólido en contacto con el aire [15]. La descarga parcial recorre toda la zona de frontera cortocircuitando parcialmente las partes activas del equipo de alta tensión, este tipo de descarga se ve fuertemente potenciado por la contaminación de la zona de

frontera con algún material externo tales como el agua, polvo, químicos etc, que poseen una baja rigidez dieléctrica [3][15].

Las descargas parciales tipo corona se producen por la ionización parcial de las moléculas que se encuentran sometidas a una concentración de campo eléctrico inhomogéneo, esta condición suele ocurrir en partes activas sometidas a alta tensión que poseen una construcción física con bordes o puntas abruptas [11][15].

La medición de la descarga parcial constituye una parte importante en el mantenimiento de los equipos eléctricos de alta tensión ya que la actividad de las PD da cuenta del estado de envejecimiento en el que se encuentra y de esta forma poder tomar medidas paliativas para prolongar su vida útil.

Para la medición de las descargas parciales es necesario someter el objeto de ensayo a alta tensión y registrarlas mediante un sistema de adquisición. La norma IEC 60270 [1] establece la estandarización para la medición de éstas con dos circuitos de prueba mostrados en las fig. 2.4 y fig. 2.5 en donde $U \sim$ corresponde a la fuente de alta tensión, Z a un filtro, C_a el objeto de ensayo, C_k condensador de acoplamiento, Z_{mi} impedancia de entrada del sistema de adquisición, CD dispositivo de acoplamiento, CC cable de conexión, MI instrumento de medición. La diferencia entre ambos circuitos radica en la ubicación del objeto de ensayo, en donde el circuito de la fig. 2.5 corresponde a la medición directa de las descargas, mientras que el otro circuito de la fig. 2.4 corresponde a la medición indirecta de estas.

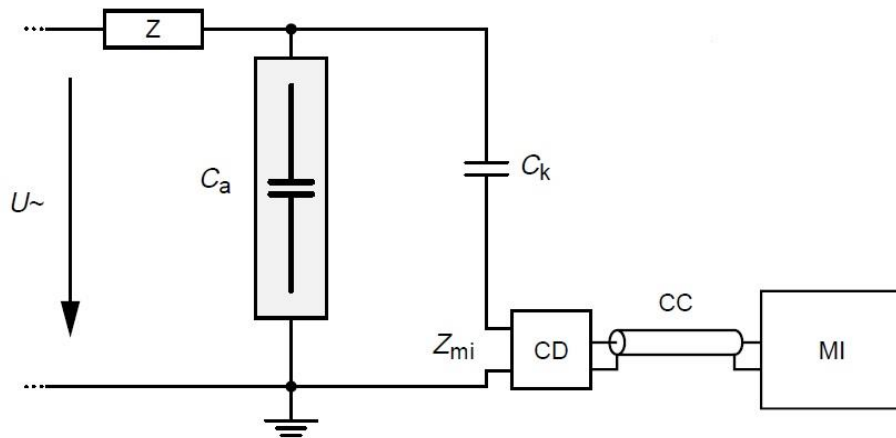


fig. 2.4: Circuito de prueba para la medición de las descargas parciales. Dispositivo de acoplamiento en serie con el condensador de acoplamiento [1].

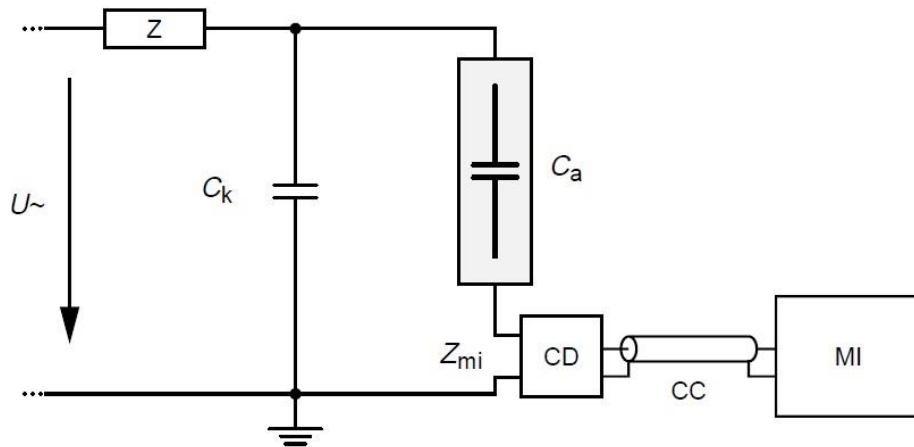


fig. 2.5: Circuito de prueba para la medición de las descargas parciales. Dispositivo de acoplamiento en serie con el objeto de ensayo [1].

2.2 Sensores Inductivos

Los sensores inductivos actúan bajo dos principios, el primero, la ley de Ampere dice que toda corriente eléctrica genera un campo magnético y el segundo, la ley de Faraday dice que la variación del flujo enlazado por un circuito induce una tensión en sus bornes [11], ejemplos de estos sensores son los transformadores de corriente de alta frecuencia HFCT, bobinas rogowski y el lazo inductivo ILS¹ [5] [8] [17].

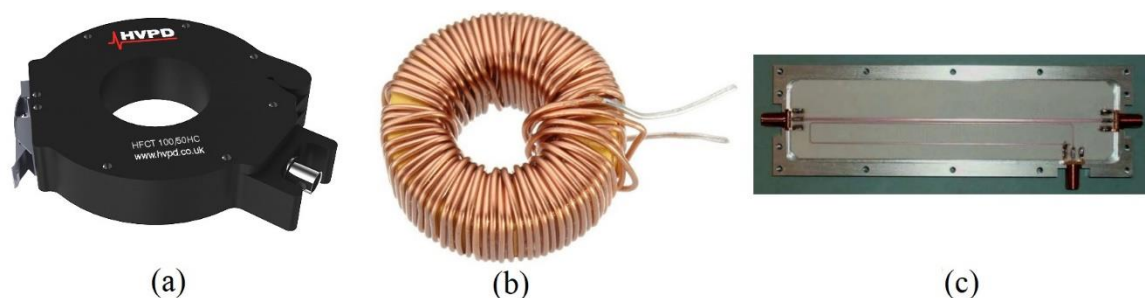


fig. 2.6: Sensores inductivos (a) HFCT, (b) Bobina Rogowski y (c) Lazo inductivo

Estos sensores al funcionar bajo inducción electromagnética son sensibles a las corrientes de alta frecuencia debido a que la tensión inducida es directamente proporcional a la variación de la corriente que genera el campo magnético, y una aplicación de esta característica es la medición de las descargas parciales, ya que la frecuencia de estas corrientes es del orden de los MHz [5] [8] [17]. Otra característica de estos sensores es que no poseen conexión galvánica con el equipo al cual se le realizan mediciones de descargas parciales, lo cual otorga una gran versatilidad a la hora de realizar el ensayo, ya que permite realizar mediciones directas en un equipo sin tener que intervenir mayormente las conexiones de los equipos a la red..

La característica principal de estos sensores es su respuesta en frecuencia, ya que su rango de operación se encuentra en el mismo rango de las descargas parciales. En la fig. 2.7 se

¹ ILS: Inductive Loop Sensor

muestra la respuesta en frecuencia de un transformador de corriente de alta frecuencia comercial de la marca Techimp, se aprecia que su rango de frecuencias en las que logra registrar descargas parciales va desde 1 MHz hasta los 80 MHz [18].

FREQUENCY RESPONSE

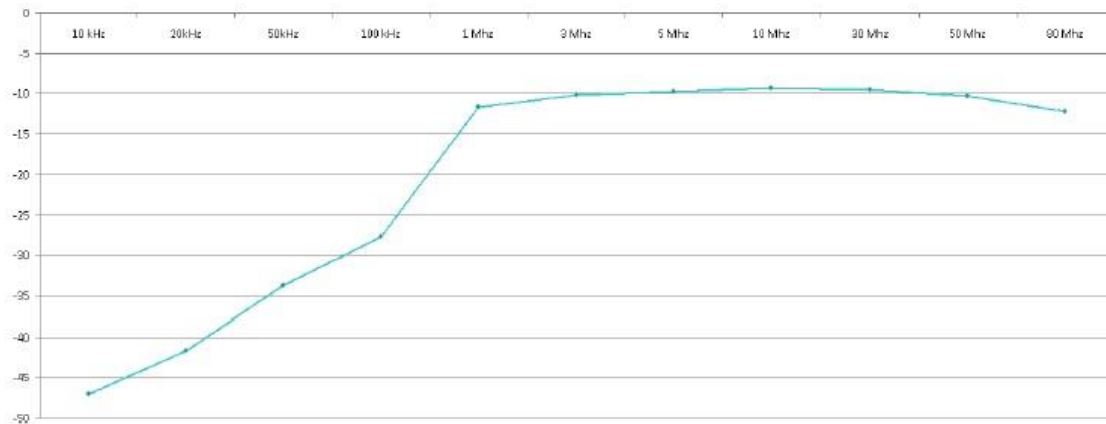


fig. 2.7: Respuesta en frecuencia de un HFCT 39mm clamp de la marca Techimp [18].

Otro sensor capaz de medir corrientes en un rango de frecuencias alta es el lazo inductivo, tal como se logra apreciar en la fig. 2.6, su construcción es bastante simple, pues consiste en una espira de cobre impresa en una placa PCB y la principal diferencia con el HFCT es que posee un núcleo de aire lo cual se traduce que su costo de fabricación sea considerablemente menor, otra diferencia que existe tanto con las bobinas Rogowski y con los HFCT es que la medición de las descargas por un conductor no se realizan de manera concéntrica con el conductor principal, sino que basta con una proximidad longitudinal a éste, lo que brinda la ventaja de no tener que intervenir el equipo de alta tensión para su instalación. Se ha logrado caracterizar su respuesta en frecuencia bajo una configuración muy particular donde la distancia entre el lazo inductivo y el conductor principal por el cual circulan las descargas parciales es fija y de 1 mm, además se han realizado mediciones de descargas parciales demostrando su efectividad para este campo de aplicación [5][10][12][13][6].

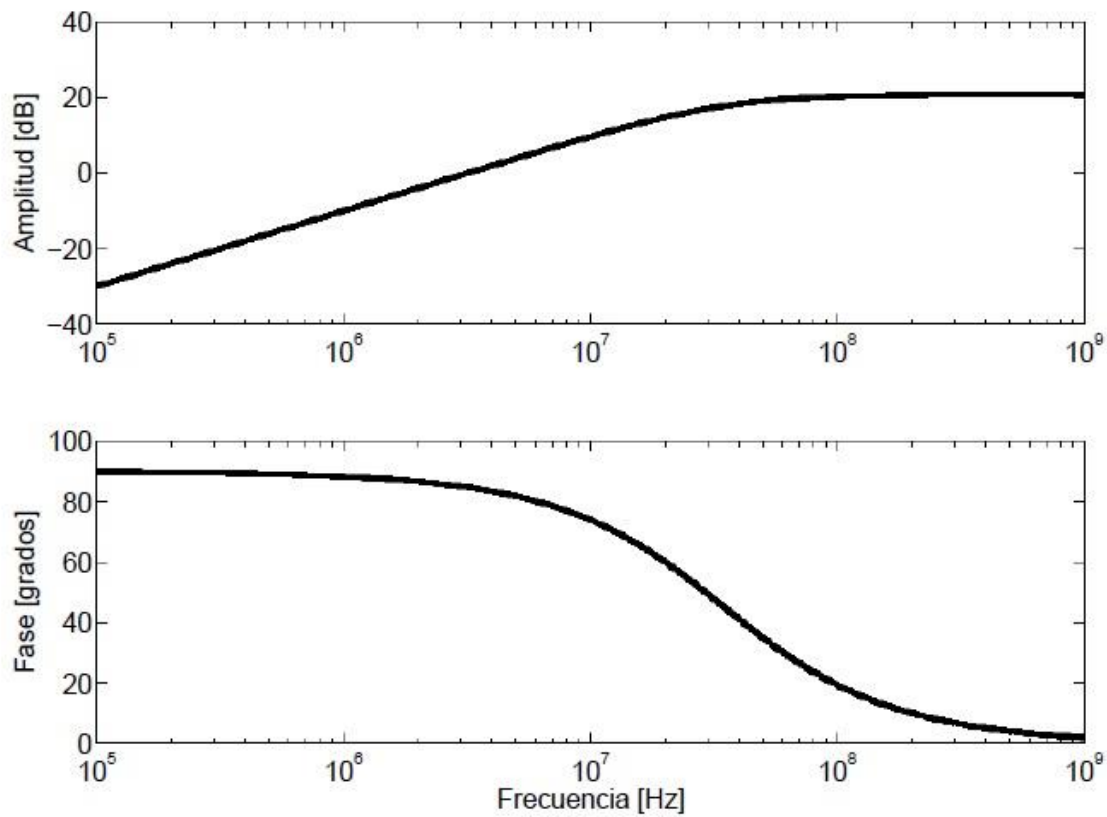


fig. 2.8: Respuesta en frecuencia del ILS para una configuración de 1mm de separación con el conductor principal. [11]

En la fig. 2.8 se observa la respuesta en frecuencia del ILS para una configuración específica en donde el conductor principal por el cual circulan las descargas parciales está distanciado a 1 mm del lazo inductivo, el lazo inductivo opera de manera lineal en un gran rango de frecuencia, otorgándole la propiedad de ser derivativo hasta su frecuencia de corte ubicada en 34.75 MHz [11].

3 LAZO INDUCTIVO

3.1 Modelo eléctrico del sensor

El lazo inductivo consiste en una espira rectangular de cobre que sirve para medir corrientes de alta frecuencia, por lo que resulta atractiva la aplicación de este sensor para la medición de descargas parciales, ya que éstas son del orden de los MHz [1].

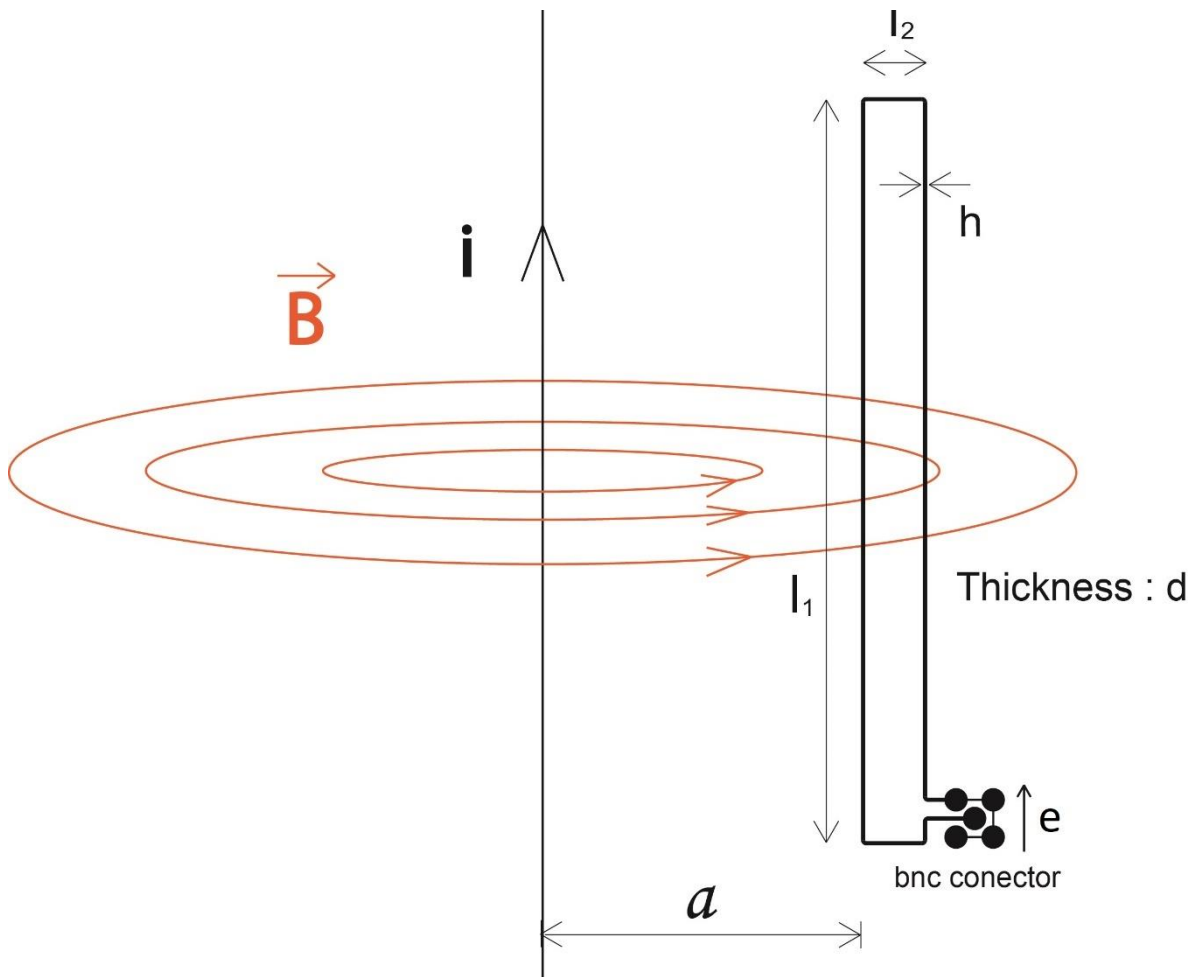


fig. 3.1: Configuración del sensor y el conductor principal.

El principio de funcionamiento del lazo inductivo se basa en las leyes de Ampere y Faraday, es decir una corriente que varía su magnitud en el tiempo, genera un campo magnético variable el cual induce una tensión en los terminales de la espira de cobre (ver fig. 3.1).

$$e = M \frac{di}{dt} \quad [V] \quad (2)$$

Donde:

- e : tensión interna inducida en el lazo inductivo.
- M : inductancia mutua entre el lazo y el conductor primario.
- i es la corriente que circula por el conductor primario.

Con el objetivo de realizar un análisis del sensor y conocer su respuesta en frecuencia, en [5][6][10][11][12][13][14] se propone el siguiente modelo eléctrico equivalente del ILS, con su respectiva conexión al sistema de medición en el cual se registran las corrientes censadas por el ILS

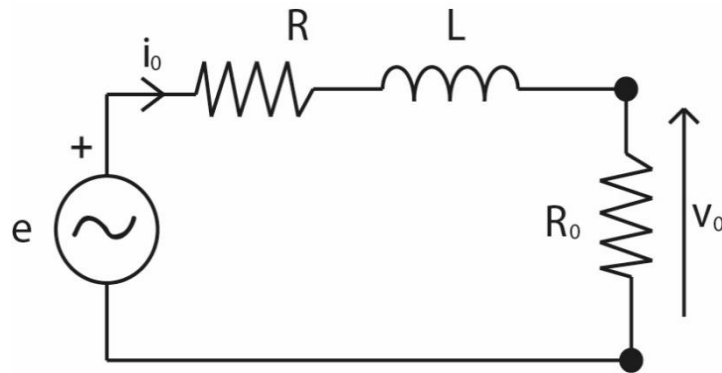


fig. 3.2: Circuito equivalente del lazo inductivo.

Donde:

- e : tensión interna inducida en el ILS.
- L : inductancia propia del ILS.
- R : resistencia del ILS
- i_0 : corriente inducida en el ILS.
- R_0 : resistencia de entrada del circuito de medición al cual se conecta el ILS.
- V_0 : tensión en los terminales del ILS.

Con el modelo eléctrico se realiza un análisis en el plano de la frecuencia para poder encontrar la función de transferencia entre la tensión V_0 medida en los terminales del ILS y la corriente i de alta frecuencia que circula por el conductor principal.

Aplicando las leyes de Kirchhoff, Ampere, Faraday y Ohm, se tiene el siguiente set de ecuaciones que describen el comportamiento del circuito equivalente del ILS:

$$e = i_0 R + L \frac{di_0}{dt} + v_0 \text{ [V]} \quad (3)$$

$$e = M \frac{di}{dt} \text{ [V]} \quad (4)$$

$$i_0 = \frac{v_0}{R_0} \text{ [A]} \quad (5)$$

Con estas ecuaciones y aplicando la transformada de Laplace, es posible obtener la función de transferencia entre la tensión medida por el sistema de adquisición V_0 y la corriente que circula por el conductor principal (descarga parcial) i . Resultando esta:

$$\frac{V_0(s)}{I(s)} = H(s) = \frac{sMR_0}{sL + (R + R_0)} \quad (6)$$

En particular la resistencia de entrada del circuito de medición al cual se conecta el ILS es de 50Ω y la resistencia propia del ILS, como se verá en las siguientes secciones es inferior a 2Ω por lo tanto la función de transferencia como se describe en [11] puede ser aproximada a:

$$\frac{V_0(s)}{I(s)} = H(s) = \frac{sMR_0}{sL + R_0} \quad (7)$$

Por lo tanto, el análisis de la respuesta en frecuencia y caracterización depende de los parámetros del ILS y la resistencia del sistema de medición, en el caso particular de esta memoria, la impedancia de entrada corresponde a 50Ω , que es la impedancia del osciloscopio en el cual se estudia el comportamiento del lazo inductivo ante la inducción de diferentes corrientes de alta frecuencia.

En una primera aproximación, se observa que la respuesta en frecuencia depende directamente de los parámetros eléctricos del sensor, los cuales a su vez dependen de los parámetros constructivos de éste, la dependencia de la distancia entre la fuente de la descarga parcial i y la tensión medida en los bornes del ILS V_o , no aparece de manera directa en (7) por lo tanto, es necesario realizar un análisis de cada parámetro eléctrico que influye en la respuesta en frecuencia del ILS y de este modo ver cómo afecta la separación a entre el ILS y el conductor principal por donde circula la descarga parcial.

3.2 Parámetros Eléctricos

Los parámetros eléctricos del lazo inductivo dependen tanto del material del cual está construido en este caso cobre, y las dimensiones físicas, que se muestran en la fig. 3.3 y en la Tabla 3.1. Estas dimensiones son propuestas en [11], las que se dimensionaron para maximizar el acoplamiento magnético, es decir, para obtener la mayor inductancia mutua posible y de esta forma poder captar con una mayor amplitud la descarga parcial que circula por el conductor principal. [19].

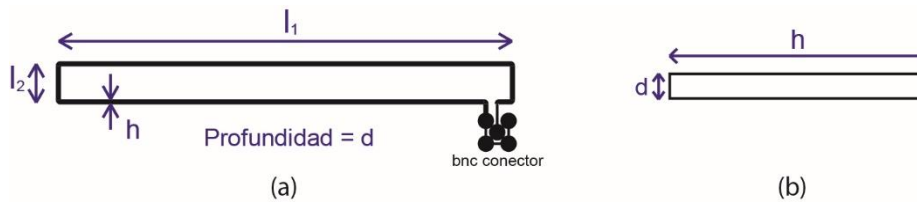


fig. 3.3: Dimensiones del sensor Inductivo (a) vista superior del ILS, (b) sección transversal del ILS.

Tabla 3.1: Dimensiones constructivas del sensor, en milímetros

l_1	l_2	h	d
120.4	10.4	0.35	0.035

Con las características constructivas del sensor, se realiza un análisis para obtener los parámetros eléctricos del sensor de manera teórica, experimental y mediante simulaciones en FEMM (Finite Element Method Magnetics). Posteriormente con estos parámetros se obtiene la respuesta en frecuencia del ILS.

3.2.1 Parámetros eléctricos teóricos

3.2.1.1 Inductancia Propia

El cálculo teórico de la inductancia propia se basa en la ecuación propuesta en [5], en donde se plantea la siguiente fórmula correspondiente a una espira rectangular:

$$L = \frac{\mu_0}{\pi} \left[l_1 \ln \left(\frac{2l_2}{h} \right) + l_2 \ln \left(\frac{2l_1}{h} \right) \right] [H] \quad (8)$$

Donde:

- μ_0 : Permeabilidad magnética del vacío
- l_1, l_2, h : parámetros constructivos del sensor en m

En (8) se observa que la inductancia propia depende solo de parámetros constructivos y es independiente de la distancia que separa el lazo inductivo del conductor principal, dando como resultado una inductancia teórica:

$$L = 223.9 [nH]$$

3.2.1.2 Resistencia Propia

Como se observa en (7) la resistencia propia no afecta a priori en la respuesta en frecuencia del lazo inductivo, sin embargo, el efecto skin hace que la corriente circule por las zonas externas del conductor, por lo que el área efectiva por la cual circula la corriente es menor, y con esto la resistencia aumenta pudiendo no ser despreciable como se considera anteriormente.

La ecuación propuesta en [19] contempla el efecto skin en un conductor de cobre de sección rectangular,

$$R = \frac{\rho l}{dh} \frac{K_c}{1 - e^{-x}} \quad (9)$$

Donde:

- ρ : Resistividad del cobre en Ωm
- l : Largo total de la espira en m
- $K_c = 1 + f_{(f)} \left(\frac{1.2}{e^{\frac{2.1d}{h}}} + \frac{1.2}{e^{\frac{2.1h}{d}}} \right)$
- $f_{(f)} = 1 - e^{-0.026p}$
- $p = \frac{\sqrt{A}}{1.26\delta}$

- $p = \frac{\sqrt{A}}{1.26\delta}$
- f : Frecuencia en Hz
- A es el área transversal de la espira en mm^2
- $x = \left(\frac{2\delta}{d} \left(1 + \frac{d}{h} \right) + 8 \frac{\left(\frac{\delta}{d} \right)^3 d}{h} \right) / \left(\left(\frac{h}{d} \right)^{0.33} e^{-\frac{3.5d}{\delta}} + 1 \right)$
- d, h : parámetros constructivos del sensor en m

Al igual que la inductancia propia, la resistencia propia del lazo inductivo depende de parámetros constructivos y la frecuencia de la corriente eléctrica que esté midiendo el ILS, y no depende de la separación entre el conductor principal y el lazo. En la fig. 3.4 se muestra la variación de la resistencia en función de la frecuencia, se puede observar que la resistencia aumenta en función de la frecuencia dado el efecto skin, además se observa que para una frecuencia de 50 MHz la resistencia tiene un valor de $R = 0.4442 \Omega$, por lo tanto, la suposición inicial de despreciar la resistencia del ILS respecto de la impedancia de entrada del circuito de medición (50Ω) es correcta.

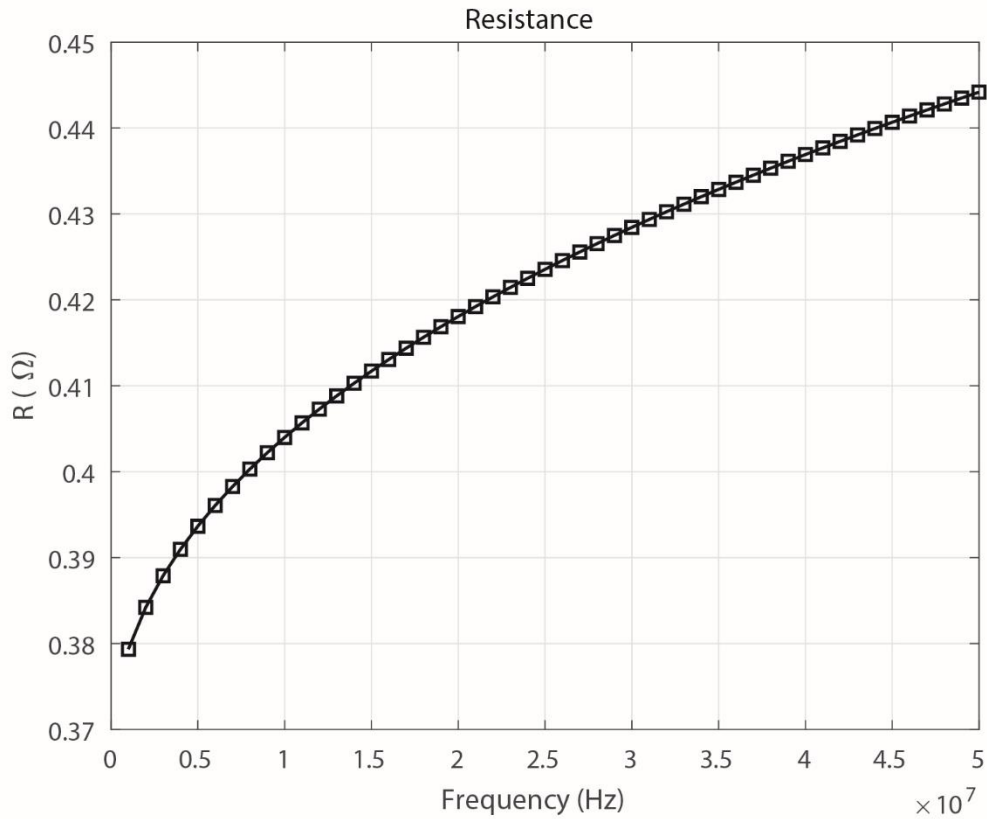


fig. 3.4: Resistencia del ILS en función de la frecuencia.

3.2.1.3 Inductancia Mutua

La inductancia mutua es la relación entre el flujo enlazado por el ILS y la corriente que circula por el conductor principal, por lo tanto, para determinarla se escoge un sistema de coordenadas cilíndricas mostrado en la fig. 3.5, donde el campo magnético producido por el conductor principal es concéntrico a éste como muestra la fig. 3.1. El campo magnético generado por el conductor principal es,

$$B(\rho) = \frac{\mu_0 i}{2\pi\rho} a\varphi [T] \quad (10)$$

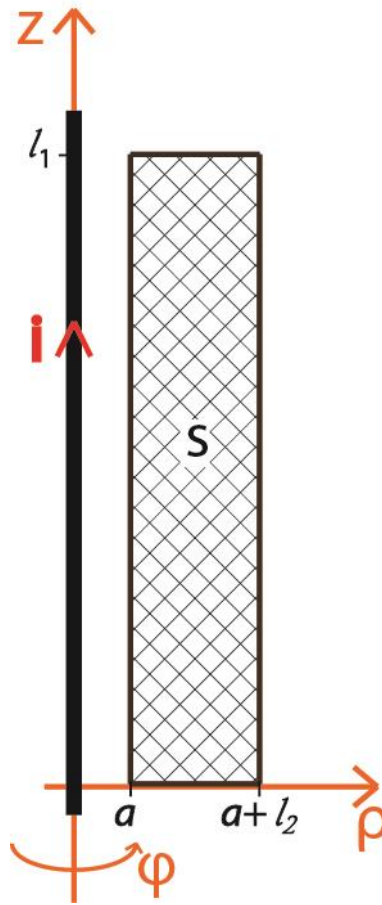


fig. 3.5 : Sistema de coordenadas cilíndricas

Por lo tanto, el flujo enlazado por el ILS queda definido por

$$\Phi = \int_S B dS \text{ [Wb]} \quad (11)$$

$$\Phi = \int_0^{l_1} \int_a^{a+l_2} \frac{\mu_0 i}{2\pi\rho} d\rho dz \text{ [Wb]} \quad (12)$$

$$M = \frac{\Phi}{i} = \frac{\mu_0}{2\pi} l_1 \ln\left(\frac{a + l_2}{a}\right) [H] \quad (13)$$

A partir de la ecuación (13), se observa que la inductancia mutua entre el conductor principal y el lazo inductivo depende de la distancia que los separa, a , además de las variables constructivas de éste. Esta dependencia de la variable a , hace que existan diferentes curvas de respuesta en frecuencia, teniendo entonces una curva para cada distancia de separación entre el conductor principal y el ILS.

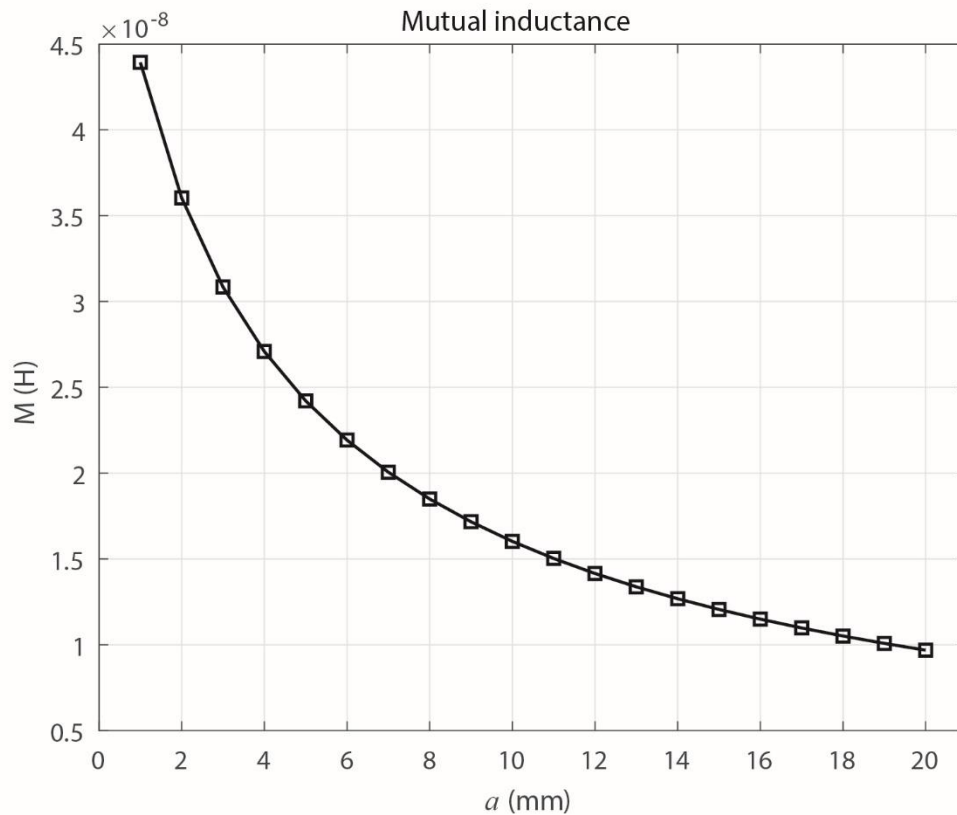


fig. 3.6 Inductancia mutua teórica en función de la separación entre el ILS y el conductor principal

En la fig. 3.6 se muestra la inductancia mutua en función de la separación entre el ILS y el conductor principal, se observa que a medida que aumenta la separación entre estos, su

acoplamiento mutuo disminuye, por lo tanto, la variable α , es de gran influencia en la respuesta en frecuencia del lazo inductivo.

3.2.2 Parámetros eléctricos FEMM

3.2.2.1 Inductancia Propia

Se realiza una simulación en elementos finitos en dos dimensiones con el software FEMM. En el programa se elige un tipo de problema magnético, y se modelan dos configuraciones de la sección transversal del ILS, la primera para el par de lados largos del sensor, l_1 , y la segunda para el par de lados cortos del sensor l_2 .

Para la primera configuración de los lados largos del ILS, se realiza un código en MATLAB (ver

ANEXO A) el cual comanda FEMM. Se hace circular una corriente de 1A por ambos conductores, teniendo la distribución espacial de campo magnético mostrado en la fig. 3.7.

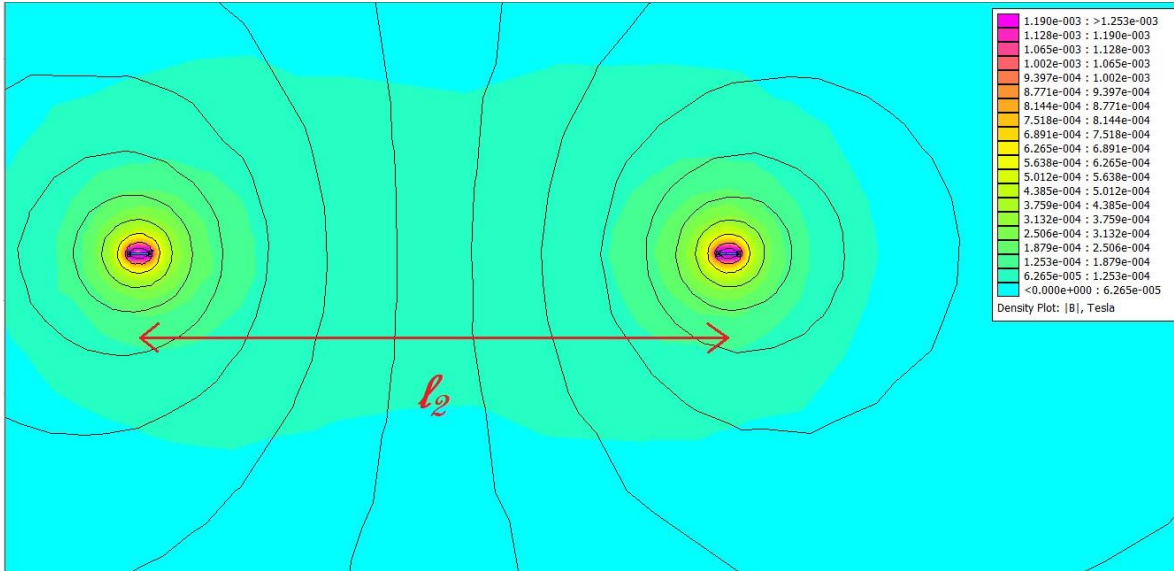


fig. 3.7: Simulación en FEMM para la configuración del par de lados largos del ILS, distribución de campo magnético.

Teniendo en cuenta que la energía magnética en la región simulada en FEMM para el par de lados largos corresponde a

$$W_1 = \frac{1}{2} L_1 I^2 \text{ [J]} \quad (14)$$

Convenientemente la corriente es de 1 A, por lo tanto, para conocer la inductancia propia de los lados largos de la espira del lazo solo es necesario conocer la energía magnética en la región simulada, el cual es obtenido mediante el software FEMM, dando como resultado una energía $W_1 = 110.8 \text{ [nJ]}$, por lo tanto, la inductancia propia de los lados largos del ILS es,

$$L_1 = 2W_1 [H] = 221.6 [nH] \quad (15)$$

Del mismo modo se realiza la configuración para los lados cortos del sensor dando como resultado una inductancia propia de los lados cortos del ILS de,

$$L_2 = 31.363 [nH]$$

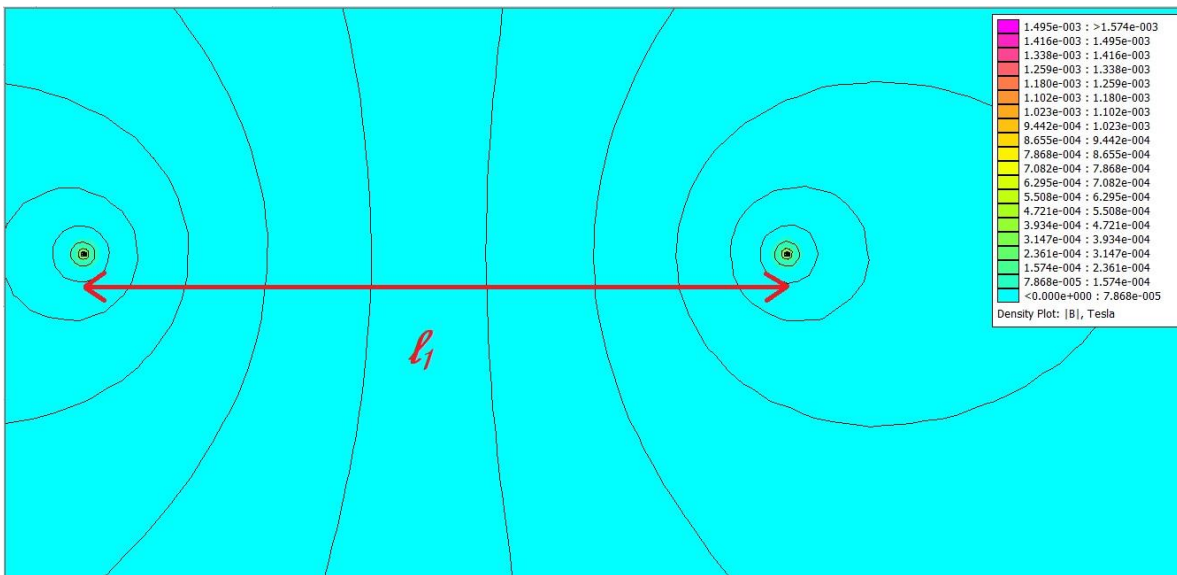


fig. 3.8: Simulación en FEMM para la configuración del par de lados cortos del ILS, distribución de campo magnético

Finalmente, la inductancia propia total del lazo inductivo corresponde a la suma de ambas inductancias propias de lados largos y cortos, $L = L_1 + L_2$ dando como resultado,

$$L = 252.9 [nH]$$

3.2.2.2 Resistencia Propia

Para obtener la resistencia se utiliza la misma configuración anterior (ver

ANEXO A). FEMM entrega el valor de las pérdidas por resistencia, por lo tanto, mediante la ecuación (16) se calcula el valor de la resistencia para cada par de lados del sensor, convenientemente se hace circular una corriente de 1 A, por lo tanto, el valor que entrega FEMM corresponde directamente al valor de la resistencia. Por otra parte, se obtiene el valor de la resistencia a frecuencia 0 y a $f = 50 \text{ MHz}$, Los resultados obtenidos mediante FEMM se muestran en la Tabla 3.2

$$R = \frac{P_{loss}}{I^2} [\Omega] \quad (16)$$

Tabla 3.2: Valores de resistencia obtenido para cada par de lados del ILS a 0 y 50 MHz

<i>freq</i> [MHz]	R_1 [Ω]	R_2 [Ω]	R [Ω]
0	0.3389	0.0293	0.3682
50	0.4170	0.0351	0.4521

Se observa que el valor de resistencia obtenido para ambas frecuencias es despreciable respecto de la resistencia del sistema de adquisición que corresponde a 50 Ω , por lo tanto, se valida la función de transferencia del ILS mostrada en la ecuación (7).

3.2.2.3 Inductancia Mutua.

Se realiza una simulación en elementos finitos en dos dimensiones con el software FEMM. En el programa se elige un tipo de problema magnético, y se modelan la configuración del corte transversal del conductor principal y el sensor.

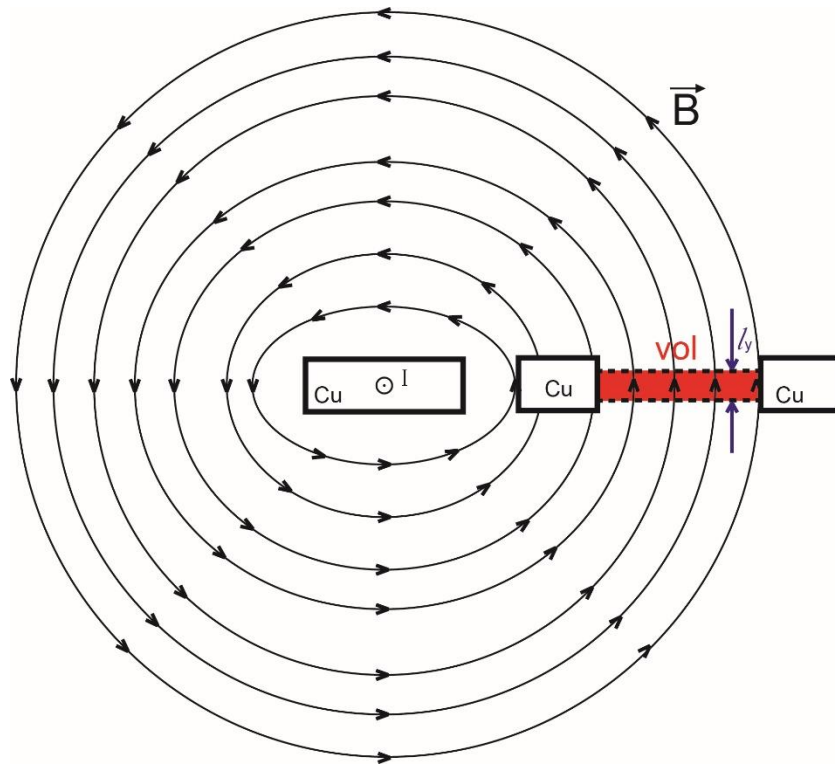


fig. 3.9, representación de la configuración planar realizada en FEMM y el volumen de integración.

Para poder obtener la inductancia mutua entre el conductor principal y el lazo inductivo, es necesario recurrir a las ecuaciones (11)(12) y (13), que describen parte de la teoría electromagnética. FEMM entrega la integral de volumen de B en una región arbitraria, en este caso se escoge una región pequeña, de este modo las líneas de campo magnético serán lo más homogénea posible en dicha región. El volumen escogido corresponde al descrito por “vol” en la fig. 3.9, cuya área transversal corresponde a $A = l_y(l_2 - h)$, $l_y = 0.01 \text{ mm}$ y la profundidad es $l_1 - h$. Por lo tanto, el valor que entrega FEMM puede ser descrito como:

$$\int_{vol} B dvol = \int_l \int_S B dS dl$$

Donde “vol”, corresponde a la región descrita en la fig. 3.9, l corresponde a la línea de integración vertical en la región “vol”, S corresponde a la sección transversal que atraviesa el flujo magnético es decir el área rectangular del lazo $S = (l_1 - h)(l_2 - h)$

El campo magnético en la coordenada vertical se considera homogéneo ya que l_y es lo suficientemente pequeño, por lo tanto, el valor que entrega FEMM puede ser descrito como:

$$\int_{vol} B dvol = \int_l \int_S B dS dl = l_y \Phi$$

De este modo el cociente entre el flujo magnético y la corriente de $I = 1A$, $\frac{\Phi}{I}$ corresponde a la inductancia mutua, por lo tanto, esta queda descrita por:

$$M = \frac{\int_{vol} B dvol}{l_y I}$$

Donde $\int_{vol} B dvol$ es el valor entregado por FEMM, en el ANEXO B se muestra la rutina implementada en MATLAB para la obtención de la inductancia mutua para diferentes distancias de separación entre el conductor principal y el ILS.

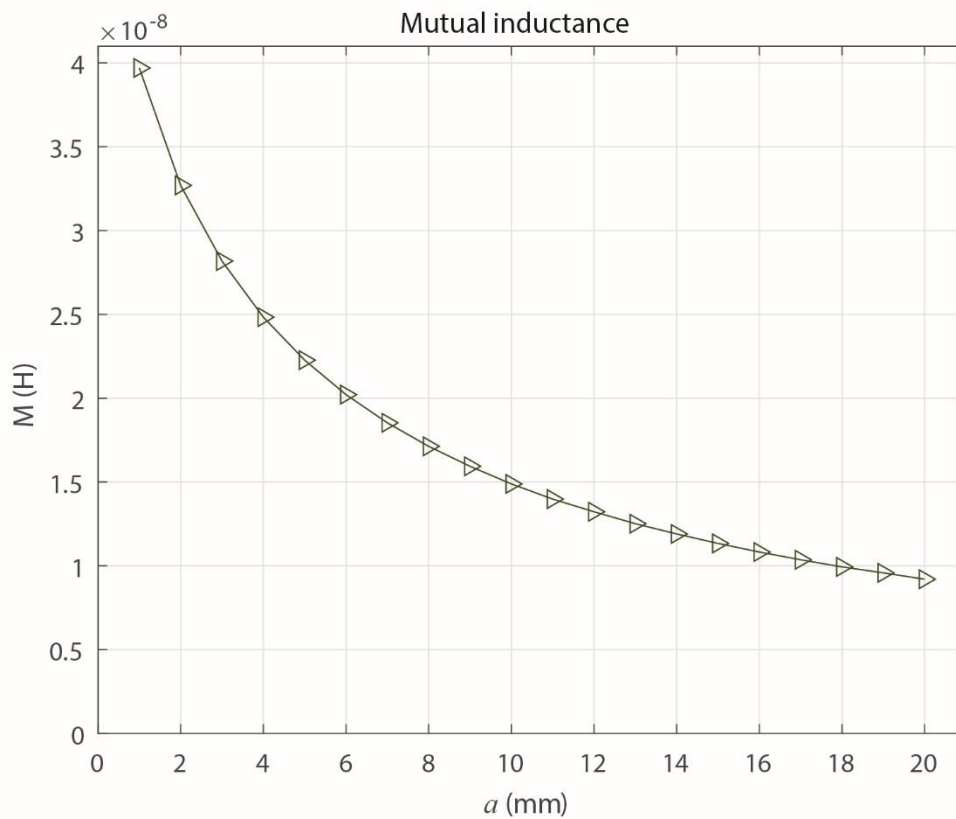


fig. 3.10: Inductancia Mutua simulada en función de la separación entre el ILS y el conductor principal.

3.2.3 Parámetros eléctricos experimentales

Para la medición de la inductancia y la resistencia propia L y R , se utiliza el RLC meter 879B, con el cual, de manera directa se mide en los bornes del lazo inductivo y registra el valor de estos parámetros. Las mediciones realizadas por este instrumento se muestran en la Tabla 3.3.

Tabla 3.3: Resultados de la medición de los parámetros eléctricos del ILS de manera experimental

$R [\Omega]$	$L [\mu H]$
0.585	0.25

Para la medición de la inductancia mutua, se implementa el esquema mostrado en la fig. 3.12. El generador de señales Rigol DG4062 se encuentra conectado al canal 1 del osciloscopio Agilent technologies infini vision DSO-X3014A a través del conductor primario del prototipo, la impedancia de entrada del osciloscopio sirve de carga para el generador de señales, mientras que el lazo inductivo se encuentra conectado al canal 2 del osciloscopio con una impedancia de entrada $R_0 = 50 [\Omega]$. En la fig. 3.13 se muestra el prototipo del sensor inductivo implementado para las mediciones experimentales. En el generador se configura una señal sinusoidal de $5 [V_{pp}]$ y $1 [MHz]$. En el osciloscopio se registra la forma de onda del canal 1, V_{gen} y del canal 2 V_0 , obteniendo el valor RMS de ambas señales. A partir de la ecuación (7), se llega a la ecuación (17), de la cual se obtiene el valor de la inductancia mutua experimental para diferentes medidas de separación a (1, 2, 3, 5, 7, 10, 12, 15 y 20 mm) y cuyos resultados se muestran en la fig. 3.11

$$M = \frac{\frac{V_0}{V_{gen}} \sqrt{(\omega L)^2 + R_0^2}}{\omega} [H] \quad (17)$$

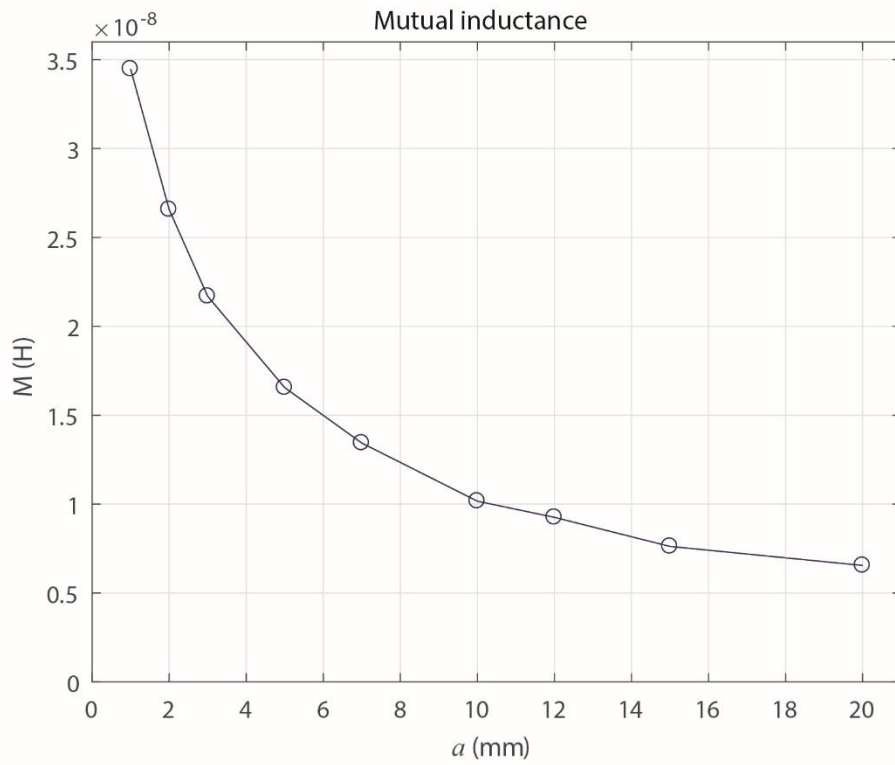


fig. 3.11: Inductancia Mutua experimental en función de la separación entre el ILS y el conductor principal.

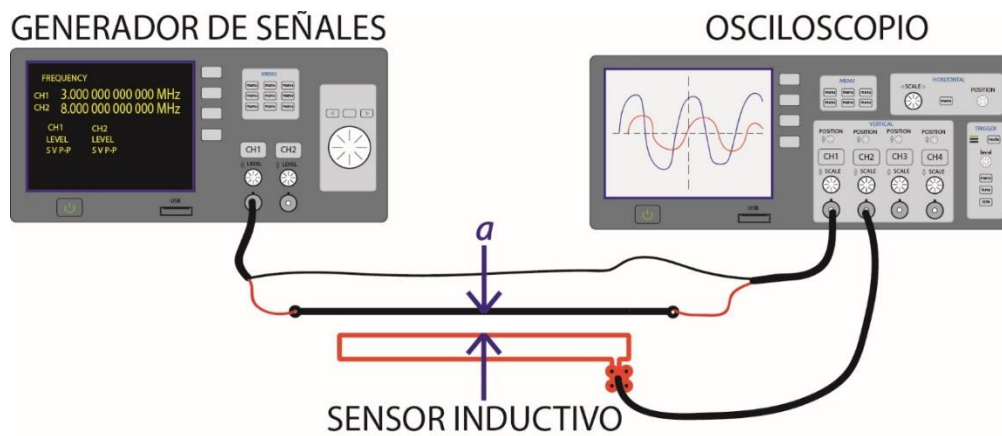


fig. 3.12: Configuración experimental para la caracterización del ILS.

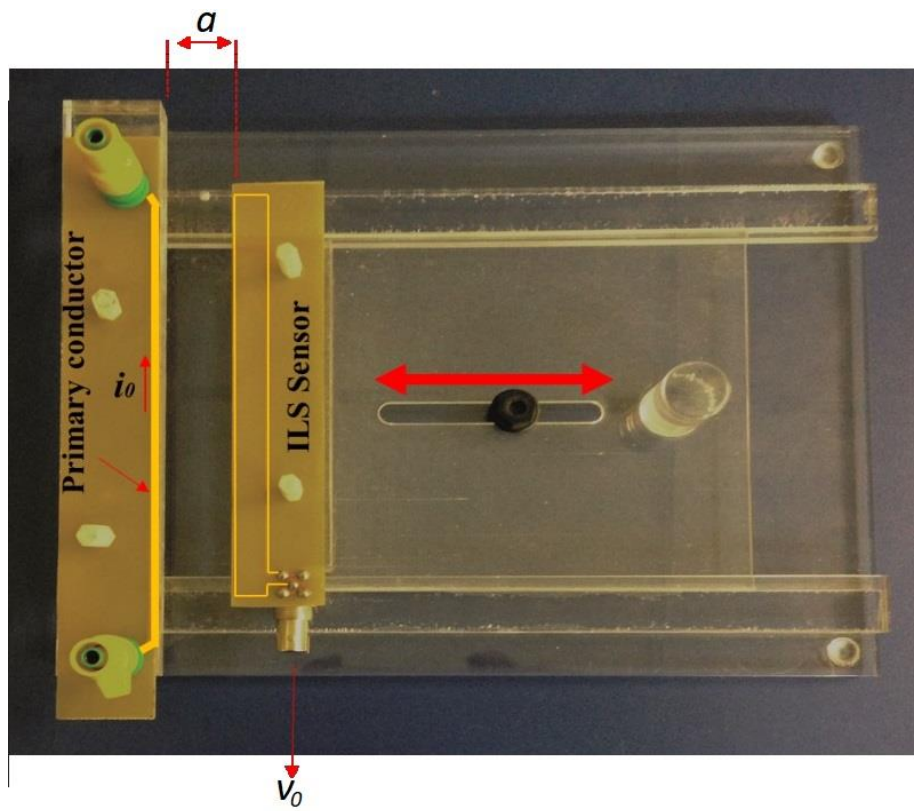


fig. 3.13: Prototipo experimental del sensor inductivo.

4 Respuesta en Frecuencia

La función de transferencia expresada en la ecuación (7) en el plano de Laplace se pasa al plano de la frecuencia dando como resultado la siguiente función de transferencia,

$$H(\omega) = \frac{j\omega MR_0}{j\omega L + R_0} \quad (18)$$

Cuya frecuencia de corte corresponde a,

$$f_c = \frac{R_0}{2\pi L} \text{ [Hz]} \quad (19)$$

Teniendo los parámetros eléctricos del sensor se puede obtener su respuesta en frecuencia expresada matemáticamente en la ecuación (18)(7), de esta manera mediante un diagrama de Bode se puede graficar la ganancia del sensor en decibeles en función de la frecuencia, y el diagrama de fase en función de la frecuencia, las cuales son expresadas como:

$$\|H(\omega)\| = 20 \text{ LOG} \left(\frac{\omega MR_0}{\sqrt{(\omega L)^2 + R_0^2}} \right) \text{ [db]} \quad (20)$$

$$\angle = 90 - \tan^{-1} \left(\frac{\omega L}{R_0} \right) \text{ [}^\circ\text{]} \quad (21)$$

Mediante MATLAB es posible graficar el diagrama de Bode para una función de transferencia como la mostrada en la ecuación (7). Con esto se obtiene la respuesta en frecuencia para los parámetros eléctricos obtenidos de manera teórica y elementos finitos, el diagrama de fase teórico se muestra en el ANEXO D.

Para la obtención de la respuesta en frecuencia del lazo inductivo de manera experimental se monta el esquema mostrado en la fig. 3.12, en donde el generador de señales se encuentra conectado al canal 1 (V_{gen}) a través del conductor primario y el sensor inductivo se encuentra conectado al canal 2 (V_0) del osciloscopio, en ambos canales la impedancia de entrada del osciloscopio es de $50 [\Omega]$, luego se ajusta en el prototipo la distancia a para la cual se obtiene la respuesta en frecuencia del sensor [1,2,3,5,7,10,12 y 20] mm, configurando simultáneamente en el generador una señal sinusoidal de $5v_{pp}$ para diferentes valores de frecuencia: [1, 3, 7, 10, 12, 15, 17, 20, 22, 25, 26, 28, 30, 32, 33, 34, 38, 40, 44 y 45] MHz. A continuación, en el osciloscopio se registra la forma de onda que entrega el generador y el lazo inductivo, se obtiene el valor RMS de ambas mediciones y la corriente que circula por el conductor primario se calcula mediante: $I = V_{gen}/R_0$. Por último, se calcula la ganancia del sensor $\|H\| = 20\log(V_0/I)$ para cada valor de frecuencia.

Los vectores con los datos de las mediciones realizadas se encuentran en el ANEXO C

Tal y como se analizó en la sección anterior, el único parámetro que presentó una variación debido a la separación entre el conductor principal y el lazo inductivo fue la inductancia mutua, parámetro concentrado que indica el nivel acoplamiento entre ambos circuitos. Por lo tanto, para poder obtener una representación de la respuesta en frecuencia del ILS, se grafican diferentes curvas, en donde cada curva pertenece a una inductancia mutua, es decir para diferentes distancias de separación entre el conductor principal y el lazo.

El análisis de la respuesta en frecuencia del lazo inductivo se realiza entre 1 MHz y 100 MHz. a continuación, se muestran las respuestas en frecuencia para los parámetros eléctricos obtenidos de manera teórica, FEMM y experimental.

4.1 Respuesta en frecuencia teórica

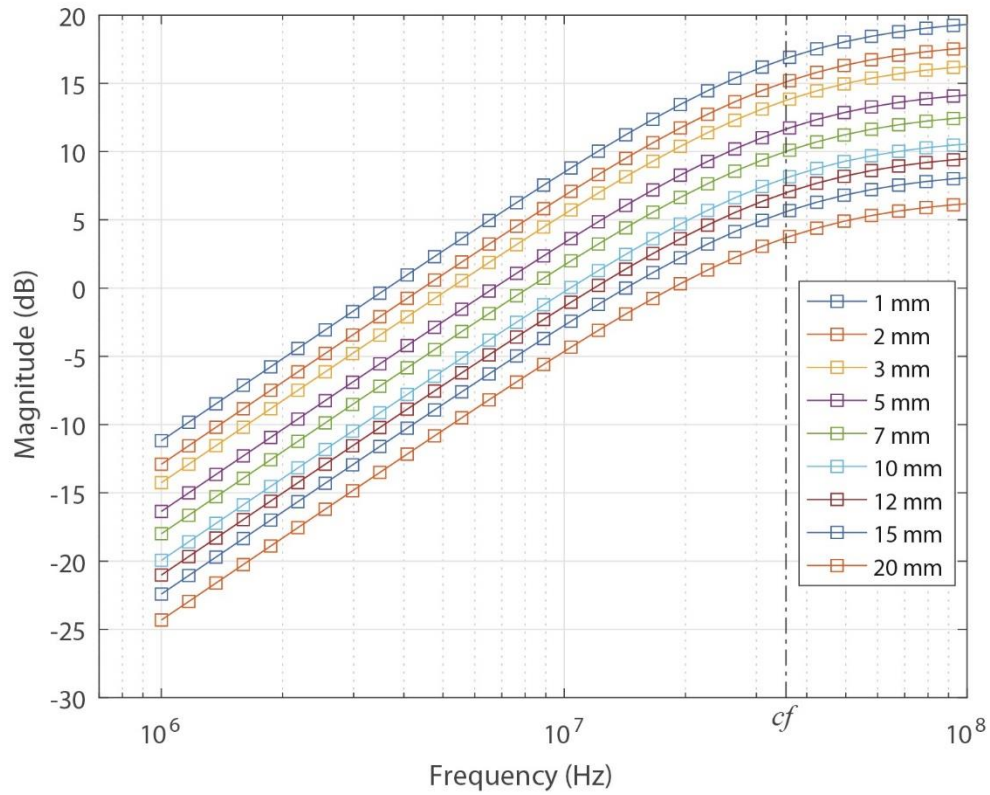


fig. 4.1: Respuesta en frecuencia teórica del sensor para diferentes valores de a

La frecuencia de corte teórica del lazo inductivo corresponde a $f_c = 35.5$ [MHz]

4.2 Respuesta en frecuencia FEMM

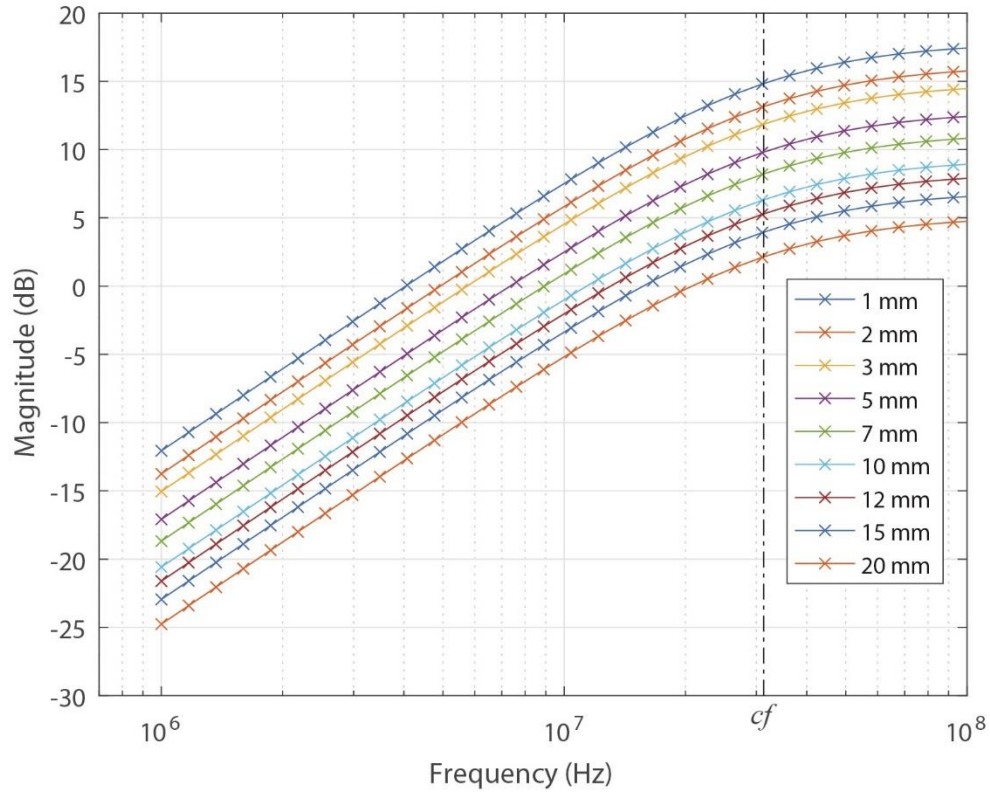


fig. 4.2 : Respuesta en frecuencia mediante FEMM del sensor para diferentes valores de a

La frecuencia de corte teórica del lazo inductivo corresponde a $f_c = 31.4 \text{ [MHz]}$

4.3 Respuesta en frecuencia experimental

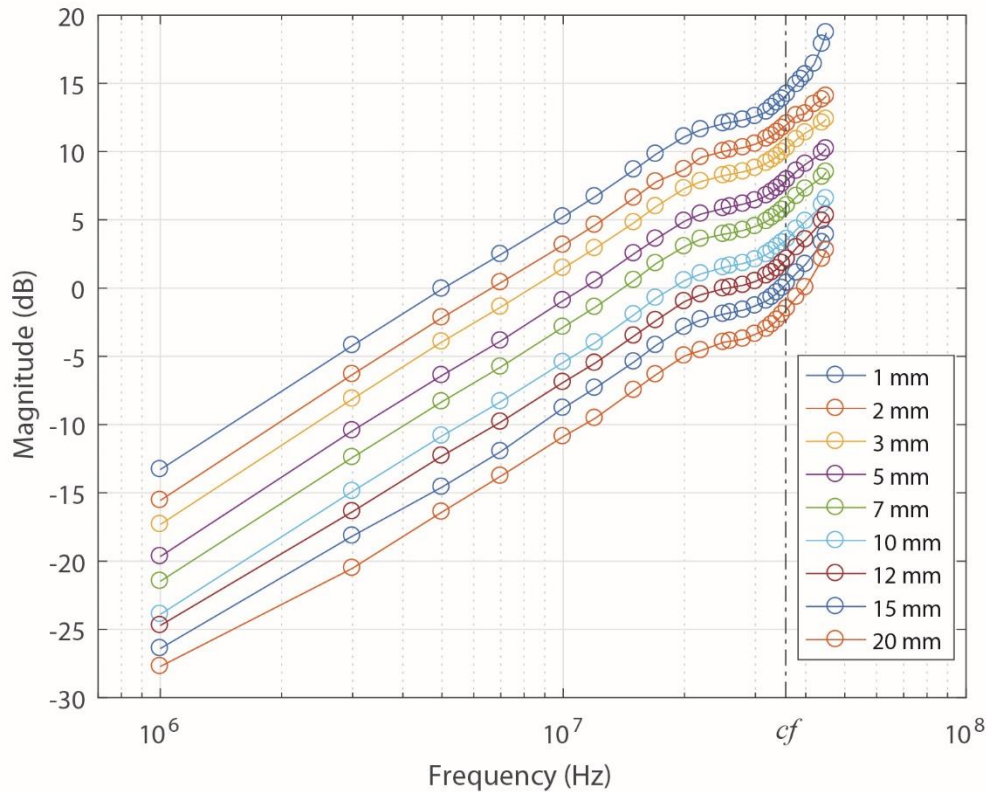


fig. 4.3 Respuesta en frecuencia experimental del sensor para diferentes valores de a

La frecuencia de corte teórica del lazo inductivo corresponde a $f_c = 31.8$ [MHz]

En primer lugar, se observa que para las gráficas mostradas en las fig. 4.1, fig. 4.2 y fig. 4.3, la ganancia del lazo inductivo decae conforme aumenta la distancia de separación entre el conductor principal y el lazo, a , esto se explica por el parámetro concentrado M , inductancia mutua, ya que, al aumentar la separación el acoplamiento magnético disminuye exponencialmente, tal y como se muestra en las fig. 3.6, fig. 3.10 y fig. 3.11 en donde la inductancia mutua disminuye a medida que a aumenta.

Por otro lado, la respuesta en frecuencia del lazo inductivo presenta zona donde su comportamiento es lineal hasta la frecuencia de corte. Las frecuencias de corte, tanto para la

respuesta en frecuencia teórica, experimental y mediante FEMM, presentan valores similares ya que la diferencia entre los parámetros obtenidos en la sección anterior es pequeña, para el caso particular de la frecuencia de corte el parámetro que difiere entre los casos es la inductancia propia, ya que para todos los casos se considera una impedancia $R_0 = 50 \text{ } [\Omega]$. También se observa que la frecuencia de corte no depende de la separación a , por lo que la variación de la separación solo influye en la magnitud de la función de transferencia.

5 Medición experimental

Para poder evaluar el comportamiento del lazo inductivo bajo una situación real, se implementa el circuito para la medición de descargas parciales que determina la norma IEC60270 (ver fig. 2.4) en el laboratorio de alta tensión, montaje experimental mostrado en la fig. 5.1 . En donde el objeto de ensayo para la medición de descargas parciales corresponde a un transformador de distribución aislado en aceite de 300 kVA 12/0.42 kV conectado en paralelo a un condensador $C_k = 1[nF]$ y este a su vez en serie con una impedancia de medida Z_m , conectados a un transformador como fuente de alta tensión. A modo de obtener una señal similar a una descarga parcial estable y controlada en magnitud y duración, la fuente de alta tensión se deja desenergizada y en su lugar se conecta un calibrador comúnmente utilizado para la calibración de las medidas de descarga parcial, el cual puede entregar pulsos de hasta 1000 [pC].

El montaje mostrado en la fig. 5.1 consiste en: configurar el calibrador para entregar un pulso de 500 [pC], se cortocircuita el devanado de baja tensión del objeto de ensayo y es conectado a tierra. Con el objetivo de simular una medición real, el sensor inductivo es sobrepuesto tangencialmente al cable que une el condensador C_k y la impedancia Z_m careciendo del conductor principal del prototipo mostrado en la fig. 3.13. Para emular diferentes espaciamientos a entre el conductor por el cual circula el pulso de corriente y el sensor, se utilizan cables con diferentes espesores de aislación que unen galvánicamente el condensador y la impedancia de medición [1,2,4,10 y 20] mm. La salida de la medición de la impedancia es conectada al canal 1 del osciloscopio, mientras que la salida de la medición realizada por el sensor es conectada al canal 2, ambos canales con una impedancia de entrada de 50 [Ω].

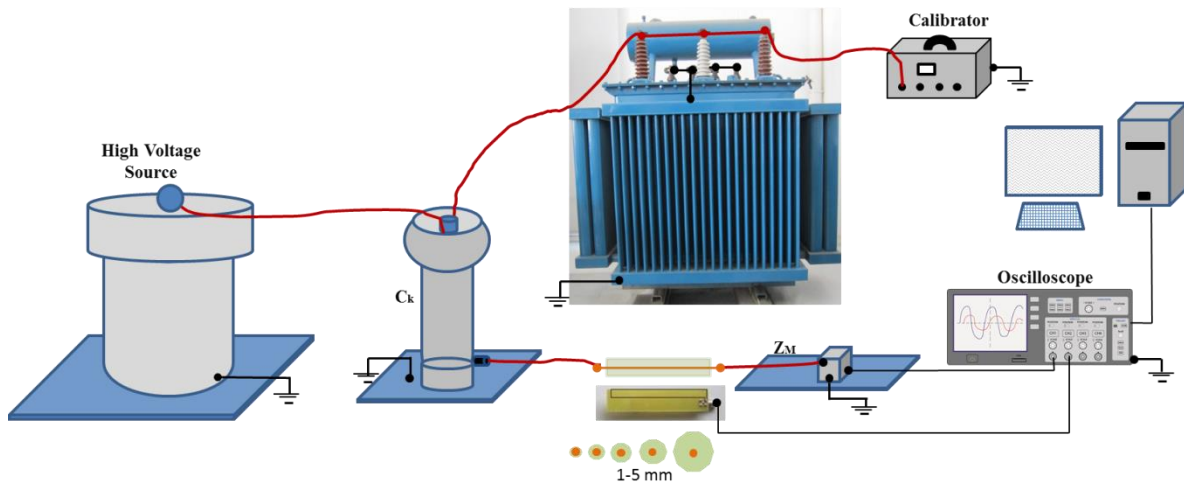


fig. 5.1: Montaje experimental.

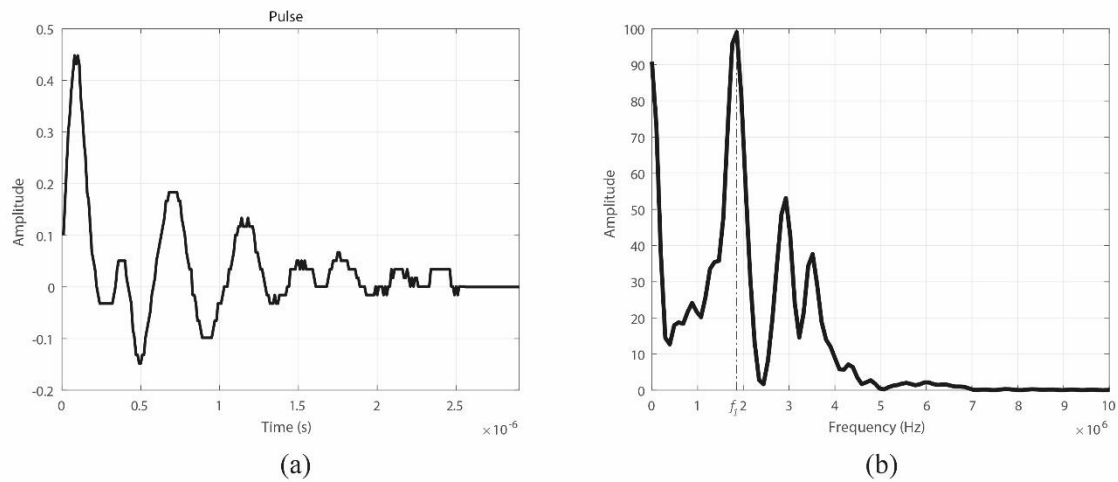


fig. 5.2: (a) Pulso de corriente captado por el lazo inductivo con un cable de 1 mm de espesor. (b) Espectro de frecuencias del pulso $f_f = 1.85$ MHz.

En la fig. 5.2 se muestra el pulso de corriente medido con el lazo inductivo para un cable cuyo aislamiento es de 1 mm de espesor y la transformada rápida de Fourier (FFT) realizada en Matlab, se observa que la frecuencia fundamental del pulso corresponde a $f_f = 1.85$ MHz.

Para los diferentes espesores de los cables, se registra el valor máximo de la tensión registrada en el canal 1 del osciloscopio, V (medición de la impedancia Z_m) y el valor máximo de la

tensión registrada en el canal 2, V_0 (medición del lazo inductivo). A partir de esto se estima el valor de la corriente que circula por el objeto de ensayo mediante $I = V/50 [A]$ y se contrasta con la ganancia del lazo inductivo obtenido en la respuesta en frecuencia experimental con pulsos sinusoidales puros, cuya ganancia corresponde a $\|H\| = 20\log(V_0/I)$.

Los vectores con los datos de las mediciones realizadas se encuentran en el ANEXO C

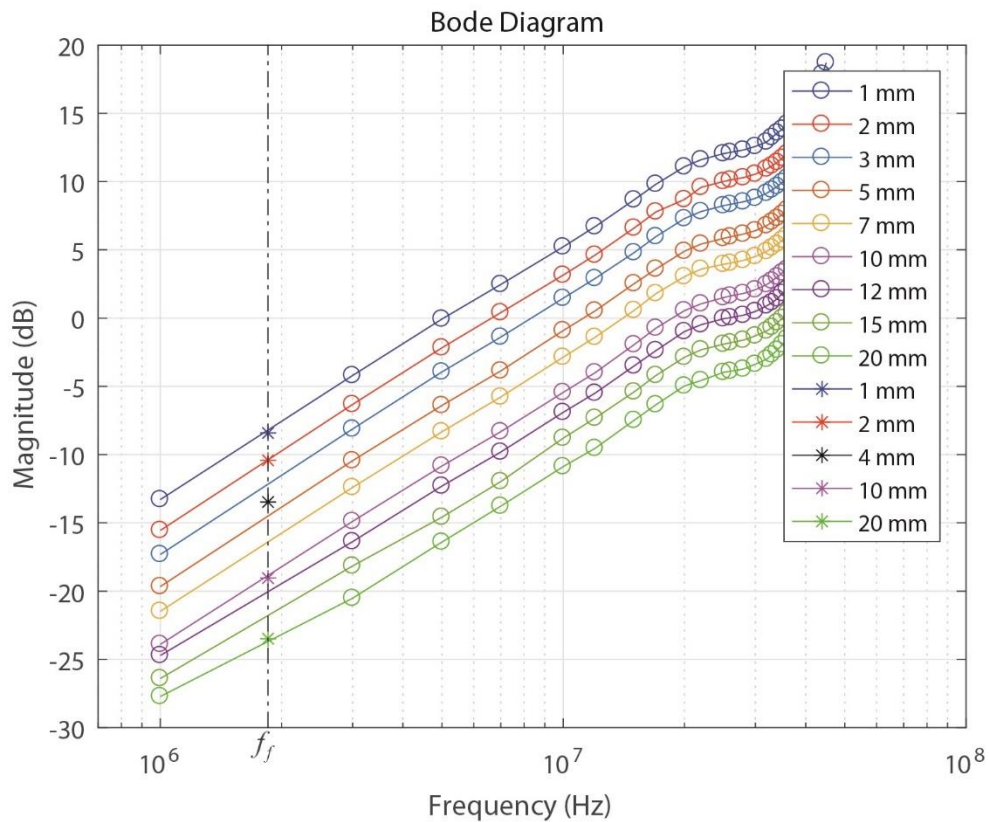


fig. 5.3: Respuesta en frecuencia experimental, tanto para sinusoidales puras (círculos) y pulsos de $f_f = 1.85$ MHz (Asteriscos).

Se observa que el lazo inductivo cuando es sometido a un pulso de amplio espectro de frecuencia tiene un comportamiento similar que ante un pulso sinusoidal puro y es capaz de

medir pulsos de corriente que circulan por cables que poseen aislamientos de diferentes espesores sin el conductor primario utilizado en el prototipo el lazo inductivo (ver fig. 3.12).

En la fig. 5.4 se grafica la magnitud en decibelios de la ganancia del sensor obtenida de forma experimental con pulsos de corriente y señales sinusoidales puras a una frecuencia $f_f = 1.85$ MHz.. Se observa que la ganancia del lazo inductivo solo depende de la distancia a y la frecuencia fundamental del pulso de corriente representando la descarga parcial.

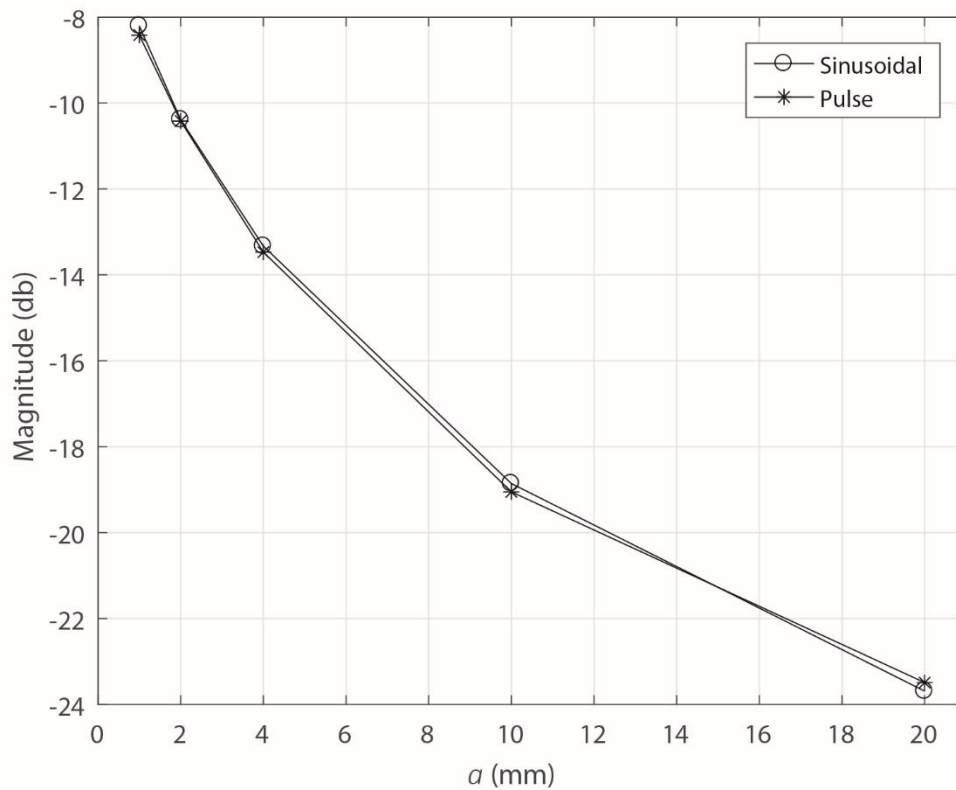


fig. 5.4: Magnitud en función de la separación para las mediciones experimentales de pulsos de corriente y señales sinusoidales puras a $f_f = 1.85$ MHz.

6 Conclusiones

A través del modelo eléctrico del sensor inductivo se pudo obtener la caracterización de éste de manera teórica, mediante la técnica de elementos finitos y experimentalmente, por medio del análisis detallado de los parámetros eléctricos concentrados del modelo. Teniendo en cuenta los resultados obtenidos se concluye que el único parámetro de los tres (inductancia mutua M , resistencia propia R e inductancia propia L) que presentó una dependencia de la distancia de separación a fue la inductancia mutua M entre el conductor principal por el cual circulan las descargas parciales y el lazo inductivo. Además, se pudo determinar que la resistencia propia del sensor R es mucho menor que la impedancia de entrada del sistema de adquisición, en este caso el osciloscopio, por lo que es despreciable en el análisis de la respuesta en frecuencia. Respecto a la inductancia propia, en la Tabla 6.1 se muestra un resumen de los valores obtenidos y se observa que la inductancia teórica se aleja de los otros dos valores, sin embargo pertenece al mismo orden de magnitud, esto se debe a que la ecuación utilizada para su cálculo presenta una aproximación debido a que considera una sección transversal del ILS a un círculo y no a un rectángulo como lo es en la realidad.

Tabla 6.1: Resumen de las Inductancias propias obtenidas.

$L_{teórica}$	223.9 [nH]
L_{FEMM}	252.9 [nH]
$L_{experimental}$	250 [nH]

La dependencia de la inductancia mutua M , presenta en los tres casos estudiados una dependencia exponencial respecto a la separación a , a medida que esta distancia aumenta el acoplamiento magnético disminuye exponencialmente.

Las respuestas en frecuencia del lazo inductivo para los tres casos en estudio, demuestran que el lazo inductivo presenta una ganancia variable que depende de la frecuencia de la señal que está midiendo el ILS, esta ganancia es variable en un rango que va desde la unidad de los MHz hasta la frecuencia de corte del lazo inductivo, en la Tabla 6.2; **Error! No se encuentra el origen de la referencia.** se muestran las frecuencias de corte para los tres casos estudiados. En la respuesta en frecuencia experimental se observó que para frecuencias superiores a la frecuencia de corte las mediciones obtenidas eran erróneas, por lo tanto, no se pudo observar que ocurre con el ILS a frecuencias superiores.

Tabla 6.2: Frecuencias de corte del ILS.

$f_{c_{teórica}}$	35.5 [MHz]
$f_{c_{FEMM}}$	31.4 [MHz]
$f_{c_{experimental}}$	31.8 [MHz]

De las respuestas en frecuencias obtenidas, se concluye que a medida que se aumenta la distancia a la ganancia del lazo disminuye, pero manteniendo la misma zona lineal entre la unidad de MHz y la frecuencia de corte, por lo tanto, para la respuesta en frecuencia, la separación a solo afecta la ganancia del ILS.

El ILS es capaz de medir pulsos de corriente con amplio espectro de frecuencia adosado de manera directa a un conductor con un aislamiento de diferentes espesores, por lo tanto, es posible utilizarlo para la medición de descargas parciales u otros fenómenos donde la frecuencia de los pulsos de corriente esté entre las unidades de MHz y 31.8 MHz.

Se realizó un análisis de la respuesta en frecuencia para distancias de separación entre 1 y 20 mm, sin embargo, su aplicación puede ampliarse a distancias más grandes siendo especialmente favorable cuando las mediciones posean grandes magnitudes en amplitud.

7 Trabajo futuro

Para la evolución de esta investigación es posible realizar un análisis del diagrama de fase y con esto diseñar un circuito integrador para la obtención de la señal real del pulso de corriente medido y así saber en qué instante ocurre la descarga parcial y construir los diagramas PRPD para la clasificación de estas. Además, implementar el prototipo con el circuito integrador para la medición de descargas parciales de manera online. Por último es posible extender el uso del ILS para otros tipos de fenómenos eléctricos en donde se requiera medir corrientes eléctricas de alta frecuencia.

8 BIBLIOGRAFÍA

- [1] I. E. Comission, “IEC 60270: High-Voltage Test Techniques - Partial Discharge Measurements,” p. 44, 2000.
- [2] T. Tanaka, “Internal partial discharge and material degradation,” 1986.
- [3] R. Bartnikas, “Partial discharges their mechanism, detection and measurement,” *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, vol. 9, no. 5, pp. 763–808, 2002.
- [4] P. H. F. Morshuis, “Degradation of solid dielectrics due to internal partial discharge: Some thoughts on progress made and where to go now,” *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, vol. 12, no. 5, pp. 905–913, 2005.
- [5] G. Robles, J. M. Martínez, M. Rojas, and J. Sanz, “Inductively coupled probe for the measurement of partial discharges,” *Rev. Sci. Instrum.*, vol. 79, no. 5, pp. 1–5, 2008.
- [6] M. V. Rojas-Moreno, G. Robles, J. M. Martnez-Tarifa, and J. Sanz-Feito, “Self-integrating inductive loop for measuring high frequency pulses,” *Rev. Sci. Instrum.*, vol. 82, no. 8, pp. 8–12, 2011.
- [7] L. Kutt, J. Jarvik, H. Molder, J. Kilter, and M. Shafiq, “Magnetic current sensor stray components in high frequency operation and their effects,” *2012 11th Int. Conf. Environ. Electr. Eng. IEEEIC 2012 - Conf. Proc.*, pp. 623–626, 2012.
- [8] M. N. K. H. Rohani *et al.*, “Geometrical Shapes Impact on the Performance of ABS-Based Coreless Inductive Sensors for PD Measurement in HV Power Cables,” *IEEE Sens. J.*, vol. 16, no. 17, pp. 6625–6632, 2016.
- [9] B. A. Siddiqui, P. Pakonen, and P. Verho, “Novel inductive sensor solutions for on-line partial discharge and power quality monitoring,” *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, vol. 24, no. 1, pp. 209–216, 2017.
- [10] G. Robles, J. M. Martínez-tarifa, M. V Rojas-moreno, and J. Sanz-feito, “Inductive Sensor for Measuring High Frequency Partial Discharges Within Electrical Insulation,” vol. 58, no. 11, pp. 3907–3913, 2009.
- [11] S. D. E. Acoplamiento, I. Para, L. A. Medida, and D. E. P. D. E. Corriente, “-Universidad Carlos III de Madrid Tesis Doctoral,” 2011.
- [12] J. M. Martínez-Tarifa, G. Robles, M. V Rojas-Moreno, and J. Sanz-Feito, “Partial discharge pulse shape recognition using an inductive loop sensor,” *Meas. Sci. Technol.*, vol. 21, p. 105706, 2010.
- [13] M. V. Rojas-Moreno, G. Robles, B. Tellini, C. Zappacosta, J. M. Martínez-Tarifa, and

J. Sanz-Feito, "Study of an inductive sensor for measuring high frequency current pulses," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 60, no. 5, pp. 1893–1900, 2011.

- [14] W. L. Stutzman and A. T. Gary, "Antenna Theory and Desing." .
- [15] P. Juan and L. Dinamarca, "T ´ ecnicas de Alta Tensi ´ on Teor ´ ia y aplicaciones."
- [16] "Electrical Insulation in POWER Systems.pdf." .
- [17] C. Suwanasri, P. Thawonsukanan, and S. Ruankon, "Partial Discharge Detection in High Voltage Equipment Using High Frequency Current Transducer," vol. 7, pp. 53–58, 2013.
- [18] H. Clamp, "high performance inductive PD sensors."
- [19] R. Conductors, "THE AC RESISTANCE OF RECTANGULAR CONDUCTORS A simple equation is given here for the ac resistance of rectangular conductors . This is," no. 3, pp. 1–27.

ANEXO A

Código MATLAB para la obtención de la inductancia y la resistencia mediante el software FEMM.

Lados largos

```
openfemm;
opendocument('sensor_L1.FEM');
x=0;
clear C
clear P
%% dimensiones exteriores del sensor en mm %%
l_1=120.4;
l_2=10.4;
h=0.35;
d=0.035;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% definición de parámetros, materiales, etc %%%%%%%%%%
mi_getmaterial('Copper');
mi_getmaterial('Air');
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% circuitos %%%%%%%%%%
mi_addcircprop('1',1,1);
mi_addcircprop('2',-1,1);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% parámetros del programa %%%%%%%%%%
mi_probdef(0,'millimeters','planar',1e-008,l_1,30,(0));
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Construcción del sensor %%%%%%%%%%
%% primera pista
mi_drawrectangle(0,0,h,d);
mi_addblocklabel(h/2,d/2);
mi_selectlabel(h/2,d/2);
mi_setblockprop('Copper',0,0,1,0,0,0)
mi_clearselected;
%% segunda pista
mi_drawrectangle(l_2-h,0,l_2,d)
mi_addblocklabel(h/2+l_2-h,d/2);
mi_selectlabel(h/2+l_2-h,d/2);
mi_setblockprop('Copper',0,0,2,0,0,0)
mi_clearselected;
%% Construcción del area de ensayo (circulo)%%
mi_drawarc(-50,d/2,50,d/2,180,1);
mi_drawarc(50,d/2,-50,d/2,180,1);
mi_addblocklabel(0,50/2);
mi_selectlabel(0,50/2);
mi_setblockprop('Air',0,0,0,0,0,0)
mi_clearselected;
%% Construcción del infinito (circulo)%%
mi_drawarc(60,d/2,160,d/2,180,1);
mi_drawarc(160,d/2,60,d/2,180,1);
mi_addblocklabel(110,0);
mi_selectlabel(110,0);
```

```

mi_setblockprop('Air',0,0,0,0,0,0)
mi_clearselected;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% integración y obtención de la inductancia
%%%
mi_createmesh;
mi_analyse;
mi_loadsolution;
mo_selectblock(0,l_2/2);
B=mo_blockintegral(2);
L1=2*real(B);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% integración y obtención de la resistencia
%%%
mi_createmesh;
mi_analyse;
mi_loadsolution;
mo_selectblock(l_2-h/2,d/2);
mo_selectblock(h/2,d/2);
A=mo_blockintegral(4);
R1=real(A);

```

Lados cortos

```

openfemm;
opendocument('sensor_L2.FEM');
x=0;
clear C
clear P
%% dimensiones del sensor en mm %%
l_1=120.4;
l_2=10.4;
h=0.35;
d=0.035;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% definición de parámetros, materiales, etc %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
mi_getmaterial('Copper');
mi_getmaterial('Air');
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% circuitos %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
mi_addcircprop('1',1,1);
mi_addcircprop('2',-1,1);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% parametros del programa%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
mi_probdef(50*10^6,'millimeters','planar',1e-008,l_2,30,(0));
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Construccion del sensor%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%% primera pista
mi_drawrectangle(0,0,h,d);
mi_addblocklabel(h/2,d/2);
mi_selectlabel(h/2,d/2);
mi_setblockprop('Copper',0,0,1,0,0,0)
mi_clearselected;
%% segunda pista
mi_drawrectangle(l_1-h,0,l_1,d)
mi_addblocklabel(h/2+l_1-h,d/2);
mi_selectlabel(h/2+l_1-h,d/2);
mi_setblockprop('Copper',0,0,2,0,0,0)

```

```

mi_clearselected;
%% Construccion del area de ensayo (circulo)%%
mi_drawarc(-50,d/2,200,d/2,180,1);
mi_drawarc(200,d/2,-50,d/2,180,1);
mi_addblocklabel(0,50/2);
mi_selectlabel(0,50/2);
mi_setblockprop('Air',0,0,0,0,0,0);
mi_clearselected;
%% Construccion del infinito (circulo)%%
mi_drawarc(250,d/2,350,d/2,180,1);
mi_drawarc(350,d/2,250,d/2,180,1);
mi_addblocklabel(300,0);
mi_selectlabel(300,0);
mi_setblockprop('Air',0,0,0,0,0,0);
mi_clearselected;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% integración y obtención de la inductancia
%%
mi_createmesh;
mi_analyse;
mi_loadsolution;
mo_selectblock(0,l_1/2);
B=mo_blockintegral(2);
L2=2*real(B);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% integración y obtención de la resistencia
%%
mi_createmesh;
mi_analyse;
mi_loadsolution;
mo_selectblock(l_1-h/2,d/2);
mo_selectblock(h/2,d/2);
A=mo_blockintegral(4);
R2=real(A);

```

ANEXO B

Código MATLAB para la obtención de la inductancia mutua mediante el software FEMM.

```
openfemm;
opendocument('sensor.FEM');
x=0;
%% dimensiones exteriores del sensor en mm %%
l_1=120.4;
l_2=10.4;
h=0.35;
d=0.035;
%% dimensiones de la pista de ensayo en mm %%
l_11=150;
h_p=2;
d_p=d;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% largo de la integral de Bdv%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
l_y=0.01;
%% Separación entre el borde la espira de ensayo y el borde de la primera
espira (espacio interno)
for i=1:1:20;
a=i+h/2+h_p/2;
x=x+1;
newdocument(0);
mi_saveas('prueba1.FEM');
clear C
clear P
%messagebox('Disfruten, yo solo pienso')
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% definición de parámetros, materiales, etc %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
mi_getmaterial('Copper');
mi_getmaterial('416 Stainless Steel');
mi_getmaterial('Air');
mi_addpointprop('A',0,0);
mi_addboundprop('BC1',0,0,0,0,0,0,0,0,4);
mi_addboundprop('BC2',0,0,0,0,0,0,0,0,4);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% circuitos %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
mi_addcircprop('1',1,1);
mi_addcircprop('2',0,1);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% parametros del programa
mi_probdef(0,'millimeters','planar',1e-008,l_1,30,(0));
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Construccion del sensor%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%% primera pista
mi_drawrectangle(0,0,h,d);
mi_addblocklabel(h/2,d/2);
mi_selectlabel(h/2,d/2);
mi_setblockprop('Copper',0,0,2,0,0,0)
mi_clearselected;
%% segunda pista,
mi_drawrectangle(l_2-h,0,l_2,d);
mi_addblocklabel(h/2+l_2-h,d/2);
mi_selectlabel(h/2+l_2-h,d/2);
mi_setblockprop('Copper',0,0,2,0,0,0)
mi_clearselected;
```

```

%% Construccion de la pista de prueba %%
mi_drawrectangle(-(a-h/2+h_p/2),0,-(a-h/2-h_p/2),d);
mi_addblocklabel(-(a-h_p/4+h/4),d/2);
mi_selectlabel(-(a-h_p/4+h/4),d/2);
mi_setblockprop('Copper',0,0,1,0,0,0)
mi_clearselected;
%% Construccion del area de ensayo (circulo)%%
mi_drawarc(-60,d/2,60,d/2,180,1);
mi_drawarc(60,d/2,-60,d/2,180,1);
mi_selectarcsegment(0,50);
mi_setarcsegmentprop(1,'BC1',0,1);
mi_clearselected;
mi_addblocklabel(0,50/2);
mi_selectlabel(0,50/2);
mi_setblockprop('Air',0,0,0,0,0,0)
mi_clearselected;
mi_selectarcsegment(0,-50);
mi_setarcsegmentprop(1,'BC2',0,2);
mi_clearselected;
%%%%%%%%%Construccion del infinito (circulo)%%
mi_drawarc(60+100,d/2,160+100,d/2,180,1);
mi_drawarc(160+100,d/2,60+100,d/2,180,1);
mi_selectarcsegment(210,-50);
mi_setarcsegmentprop(1,'BC2',0,2);
mi_clearselected;
mi_addblocklabel(110+100,0);
mi_selectlabel(110+100,0);
mi_setblockprop('Air',0,0,0,0,0,0)
mi_clearselected;
mi_selectarcsegment(210,50);
mi_setarcsegmentprop(1,'BC1',0,1);
mi_clearselected;
mi_addnode(210,1);
mi_selectnode(210,1);
mi_setnodeprop('A',0);
mi_clearselected;
%% Construccion del area de medicion de la integra de Bdv %
mi_drawrectangle(h,d/2-1_y/2,1_2-h,d/2+1_y/2);
mi_addblocklabel(h+1_2/2,d/2);
mi_selectlabel(h+1_2/2,d/2);
mi_setblockprop('Air',0,0,0,0,0,0)
mi_clearselected;
%%%%%%%%% ENSAYO %%%%%%%%%%
mi_createmesh;
mi_analyze;
mi_loadsolution;
mo_selectblock(h+1_2/2,d/2);
A=mo_blockintegral(8);
B=mo_blockintegral(9);
M(x)=(A^2+B^2)^(1/2)/(1_y*10^-3)
mi_close;
end

```

ANEXO C

Mediciones obtenidas en el laboratorio para la obtención de la respuesta en frecuencia experimental, donde freq es el vector de la frecuencia a las cual se realizaron las mediciones, V_i corresponde a la tensión RMS medida en el canal 1 y V_o la tensión RMS medida en el canal 2 que corresponde a la medición de lazo inductivo.

$\text{freq}=[3,5,7,10,12,15,17,20,22,25,26,28,30,32,33,34,35,36,38,39,40,42,44,45,47,48,49,50,51,52,53,55];$

separación a 0.7 mm

$V_{i_107}=[1.81,1.81,1.83,1.85,1.87,1.90,1.92,1.96,1.98,2.03,2.01,2.1,2.13,2.17,2.23,2.27,2.28,2.28,2.37,2.40,2.39,2.13,1.469,1.12,1.89,2.17,2.35,2.46,2.53,2.6,2.67,2.77];$

$V_{o_107}=0.001*[1.20,3.00,5.64,11.2,16.1,26,34.1,47.8,56.9,70.6,74.5,85.6,97.7,113.5,122.6,134.1,149.3,167.4,204.3,228.3,260,318.5,341,311.1,102,48,29.3,43.5,63.4,80,95.6,122.1];$

separación a 1 mm

$V_{i_1}=[0.873,0.879,0.872,0.8736,0.872,0.870,0.865,0.860,0.853,0.844,0.831,0.828,0.818,0.81,0.795,0.79,0.775,0.774,0.77,0.759,0.752,0.745,0.718,0.666,0.64];$

$V_{o_1}=0.001*[3.78,10.83,17.3,23.2,31.8,37.6,46.9,53.2,61.1,64.2,66.5,67,67.5,68.9,70.2,72.5,73.9,76.2,79,84.5,87.4,90.1,95,104.2,110.3];$

separación a 2 mm

$V_{i_12}=[0.893,0.896,0.893,0.893,0.891,0.888,0.882,0.876,0.872,0.86,0.847,0.842,0.834,0.824,0.815,0.809,0.804,0.795,0.79,0.78,0.765,0.748,0.721,0.71];$

$V_{o_12}=0.001*[2.98,8.65,13.9,18.7,25.6,30.2,37.7,42.9,47.4,51.8,53.6,54,54.5,55.5,57.3,58.4,59.8,61.2,63.1,66.8,66.5,70.4,70.6,71.6];$

separación a 3 mm

Vi_13=[0.892,0.897,0.892,0.892,0.89,0.888,0.881,0.875,0.867,0.859,0.845,0.841,0.831,0.823,0.813,0.808,0.802,0.796,0.79,0.779,0.765,0.719,0.709];

Vo_13=0.001*[2.43,7.04,11.33,15.2,21.04,24.8,30.6,34.8,40.12,42.2,43.6,43.9,44.3,45.2,46.6,47.6,48.7,50,51.4,54.5,56.7,57.9,58.9];

separación a 5 mm

Vi_15=[0.89,0.894,0.89,0.89,0.889,0.885,0.879,0.873,0.865,0.857,0.843,0.839,0.83,0.821,0.812,0.806,0.8,0.794,0.787,0.776,0.763,0.715,0.706];

Vo_15=0.001*[1.85,5.37,8.52,11.4,16,18.8,23.5,26.4,30.4,32,33,33.3,33.7,34.3,35.4,36.2,37.1,38.1,39.2,41.6,43.4,44.7,45.7];

separación a 7 mm

Vi_17=[0.889,0.893,0.891,0.891,0.89,0.87,0.881,0.862,0.867,0.857,0.845,0.84,0.83,0.821,0.81,0.805,0.8,0.793,0.786,0.775,0.761,0.716,0.707];

Vo_17=0.001*[1.5,4.28,6.83,9.16,12.8,14.8,18.8,21.2,24.6,25.9,26.6,26.7,27,27.6,28.4,29.1,29.8,30.6,31.5,33.6,35.1,36.5,37.6];

separación a 10 mm

Vi_110=[0.893,0.897,0.893,0.893,0.891,0.888,0.882,0.876,0.869,0.86,0.846,0.842,0.829,0.823,0.814,0.808,0.802,0.795,0.789,0.777,0.763,0.718,0.708];

Vo_110=0.001*[1.14,3.23,5.13,6.85,9.52,11.2,14.1,16.1,18.5,19.4,20.1,20.3,20.4,20.9,21.6,22.1,22.7,23.3,23.8,25.5,26.8,28.9,30.1];

separación a 12 mm

Vi_112=[0.536,0.537,0.536,0.537,0.536,0.534,0.53,0.526,0.521,0.516,0.508,0.503,0.498,0.492,0.487,0.483,0.48,0.475,0.47,0.462,0.452,0.421,0.415];

$V_{o_112}=0.001*[0.623,1.63,2.6,3.47,4.84,5.67,7.08,8,9.3,9.76,10.1,10.1,10.2,10.4,10.8,11,11.3,11.7,12,13,13.6,14.8,15.3];$

separación a 15 mm

$V_{i_115}=[0.535,0.538,0.536,0.536,0.537,0.535,0.531,0.527,0.522,0.516,0.506,0.503,0.498,0.494,0.485,0.481,0.479,0.474,0.47,0.462,0.45,0.419,0.412];$

$V_{o_115}=0.001*[0.512,1.33,2,2.7,3.9,4.6,5.7,6.5,7.5,7.9,8.12,8.17,8.27,8.5,8.7,8.9,9.21,9.46,9.8,10.5,11,12.3,12.9];$

separación a 20 mm

$V_{i_120}=[0.535,0.531,0.529,0.53,0.525,0.525,0.521,0.519,0.514,0.508,0.501,0.501,0.492,0.487,0.481,0.477,0.472,0.469,0.464,0.46,0.448,0.419,0.407];$

$V_{o_120}=0.001*[0.440,1,1.6,2.17,3,3.5,4.4,5,5.8,6,6.34,6.4,6.4,6.6,6.8,7,7.2,7.5,7.8,8.52,9,10.7,11.2];$

Mediciones obtenidas en el laboratorio para el montaje mostrado en la fig. 5.1. Donde a es vector que corresponde a los espesores de los cables utilizados, V_{in} es el valor máximo de tensión registrado en el canal 1 desde la impedancia de medida Z_m , y V_o corresponde al vector de las mediciones de la tensión máxima del canal 2 medición del lazo inductivo.

$a=[1,2,4,10,20];$

$V_{in}=0.4481;$

$V_o=[0.0034,0.0027,0.0019,0.001,0.0006];$

ANEXO D

Diagrama de fase del lazo inductivo

El diagrama de fase del ILS es obtenido mediante Matlab, el cual no es parte de los objetivos de esta memoria, por lo que no se detalla en profundidad. Cabe destacar como se muestra en la fig. 8.1, el desfase de la señal obtenida por el ILS no varía respecto a la distancia de separación a .

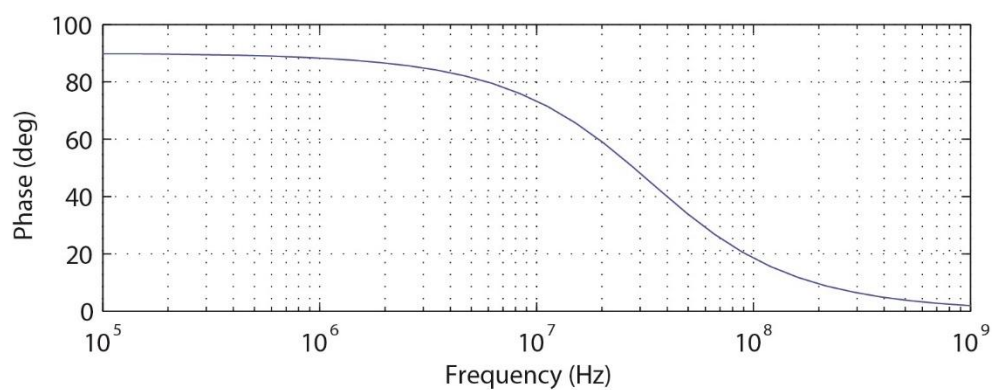


fig. 8.1: Diagrama de fase teórico del ILS

La reconstrucción de la señal original es importante para poder determinar el instante en el que ocurrió la descarga y ubicarla en un plano PRPD y poder clasificarla.