



**ESTUDIO DE MATERIALES METÁLICOS USADOS COMO
APANTALLAMIENTO DE CAMPOS MAGNÉTICOS**

ALEJANDRO SÁNCHEZ SALCEDO, I.E.

Código: 298304

Trabajo de grado presentado para optar al título
de Magíster en Ingeniería – Ingeniería Eléctrica

Dirigido por:

FRANCISCO JAVIER AMÓRTEGUI GIL, I.E.

Ingeniero Electricista

UNIVERSIDAD NACIONAL DE COLOMBIA
FACULTAD DE INGENIERÍA
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA
Bogotá, D.C., 2010

TABLA DE CONTENIDO

TABLA DE CONTENIDO.....	2
LISTA DE FIGURAS.....	4
LISTA DE TABLAS.....	6
FE DE ERRATAS.....	9
1 INTRODUCCIÓN	10
2 FUNDAMENTOS TEÓRICOS	12
2.1 CAMPOS CERCANOS Y LEJANOS	12
2.2 EFECTIVIDAD DE BLINDAJE	13
2.3 SISTEMA DE MEDIDA	14
3 ANÁLISIS TEÓRICO DEL MONTAJE EXPERIMENTAL	15
3.1 FUENTE DE INTERFERENCIA.....	15
3.1.1 Solenoide	15
3.1.1.1 Análisis teórico del solenoide utilizado en el montaje experimental	16
3.1.1.2 Modelo real del solenoide del LABE	20
3.1.2 Generador de señales.....	28
3.2 SISTEMA DE MEDIDA.....	29
3.2.1 Sensor tipo solenoide.....	29
3.2.2 Cálculo de la corriente entregada por el generador de señales.....	30
3.3 CÁLCULO DE LA TENSIÓN INDUCIDA ENTRE LAS TERMINALES DEL SENSOR DE CAMPO MAGNÉTICO SIN BLINDAJE.....	32
3.3.1 Modelo de circuitos eléctricos del montaje experimental sin blindaje	35
3.4 CÁLCULO DE LA TENSIÓN INDUCIDA ENTRE LAS TERMINALES DEL SENSOR DE CAMPO MAGNÉTICO CON BLINDAJE.....	47
3.4.1 Modelo de circuitos eléctricos de la efectividad de blindaje de blindajes metálicos no magnéticos.....	48
3.4.1.1 Cálculo de la resistencia eléctrica del blindaje (<i>Rblind</i>)	54
3.4.1.2 Cálculo de la inductancia propia del blindaje (<i>Lblind</i>)	64
3.4.1.3 Cálculo de la inductancia mutua entre el solenoide del LABE y el blindaje (<i>Msol – blind</i>)	74
3.4.1.4 Cálculo de la efectividad de blindaje de blindajes metálicos	75
4 ANÁLISIS DE RESULTADOS EXPERIMENTALES.....	77
4.1 MEDICIONES SIN BLINDAJE	77
4.1.1 Tensión inducida en el cable coaxial.....	77

4.1.2	Tensión inducida en los sensores de campo magnético, sin blindaje	78
4.2	MEDICIONES CON BLINDAJE	81
4.2.1	Tensión inducida en los sensores de campo magnético, con blindaje	81
4.2.1.1	Mediciones en blindajes de aluminio cerrados con soldadura.....	82
4.2.1.2	Mediciones en blindajes de aluminio cerrados con tornillos	84
4.2.2	Efectividad de blindaje	86
4.2.2.1	Efectividad de blindaje de blindajes de aluminio cerrados con soldadura	86
4.2.2.2	Efectividad de blindaje de blindajes de aluminio cerrados con tornillos .	87
4.2.2.3	Efectividad de blindaje de blindajes de hierro cerrados con soldadura ..	89
4.2.2.4	Efectividad de blindaje de blindajes de hierro cerrados con tornillos.....	90
4.3	ANÁLISIS DE RESULTADOS	91
4.3.1	Efectividad de blindaje de blindajes de aluminio	91
4.3.2	Efectividad de blindaje de blindajes de hierro	92
5	CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	94
5.1	CONCLUSIONES	94
5.2	RECOMENDACIONES.....	94
	BIBLIOGRAFÍA.....	96
	ANEXOS.....	98
1	MEMORIAS DE CÁLCULO	98
1.1	Método de simulación de cargas.....	98
1.2	Cálculos generales.....	99
1.3	Cálculo de las matrices de impedancias de los modelos de blindajes de aluminio.....	99
1.4	Simulaciones	99
2	HOJA DE CARACTERÍSTICAS DEL OSCILOSCOPIO DIGITAL TEKTRONIX TDS1002	101
3	HOJA DE CARACTERÍSTICAS DEL AMPLIFICADOR LF351	102

LISTA DE FIGURAS

Figura 3.1 Esquema del montaje experimental	15
Figura 3.2 Intensidad de campo magnético en un punto P, debido a un anillo que transporta la corriente I	17
Figura 3.3 Intensidad de campo magnético en un punto P dentro del solenoide, debido a la corriente I que transportan varios anillos consecutivos	18
Figura 3.4 Distribución del campo magnético en el eje del solenoide del LABE	19
Figura 3.5 Modelo real del solenoide del LABE	20
Figura 3.6 Método de simulación de cargas en el arreglo solenoide-sensor	24
Figura 3.7 Ejemplo de las distancias ρ_1 y ρ_2 que se deben tomar para calcular el potencial en el punto de contorno p_1 , debido a la carga q_2 y su imagen	25
Figura 3.8 Montaje de la fuente de interferencia	28
Figura 3.9 Sensor tipo solenoide de 100 vueltas	29
Figura 3.10 Dimensiones requeridas para calcular la inductancia de un lazo circular... ..	30
Figura 3.11 Modelo simulado en PSPICE del solenoide del LABE con sensor de campo magnético en su interior, sin blindaje	35
Figura 3.12 Modelo real del sensor tipo solenoide	37
Figura 3.13 Esquema general de capacidades parásitas en el arreglo solenoide-sensor	40
Figura 3.14 Blindajes de aluminio y hierro	48
Figura 3.15 Distribución de las corrientes debidas a un campo magnético incidente H , en un blindaje considerado como un lazo en corto circuito	49
Figura 3.16 Modelo de efectividad de blindaje, propuesto por Miller	49
Figura 3.17 Circuito equivalente del acoplamiento entre la fuente de interferencia y el blindaje	50
Figura 3.18 Circuito equivalente de la efectividad de blindaje, para blindajes metálicos	53
Figura 3.19 Ubicación del blindaje en el sistema de coordenadas rectangulares	54
Figura 3.20 Corte del cubo, visto desde la cara perpendicular al campo magnético incidente	58
Figura 3.21 Modelo de cada una de las tapas	60
Figura 3.22 Contribución a la intensidad de campo magnético H en el centro del cubo, de una de las caras del cubo: (a) vista en el sistema de coordenadas rectangulares. (b) Vista desde el plano xy	66
Figura 3.23 Corrientes ubicadas en un sistema de coordenadas esféricas, para calcular el potencial vectorial magnético en el punto P	69
Figura 3.24 Corrientes asumidas para calcular las inductancias mutuas y propias de tres anillos de corriente	71
Figura 3.25 Dimensiones para el cálculo de inductancia de un anillo circular	72
Figura 3.26 Modelo aproximado del blindaje de aluminio	73
Figura 4.1 Ubicación del sensor tipo solenoide dentro del solenoide del LABE	78
Figura 4.2 Distribución de campo magnético entre un par de bobinas Helmholtz, de radio $\rho = 40\text{cm}$ y $I = 2\text{A}$	80

Figura 4.3 Montaje de la bobina Helmholtz para la medición de campo magnético a la frecuencia de 1MHz..... 81

Figura 4.4 Ubicación de los blindajes dentro del solenoide del LABE 82

Figura 4.5 Comparación de la efectividad de blindaje que proporcionan los blindajes de aluminio cerrados con soldadura y tornillos, en función de la frecuencia y espesor del blindaje 89

Figura 4.6 Comparación de la efectividad de blindaje que proporcionan los blindajes de hierro cerrados con soldadura y tornillos, en función de la frecuencia y espesor del blindaje 91

LISTA DE TABLAS

Tabla 2.1 Longitud de onda (λ) y relación $\lambda/2\pi$ de señales sinusoidales, para las frecuencias de estudio.....	13
Tabla 3.1 Resistencia del alambre del solenoide en función de la frecuencia.....	22
Tabla 3.2 Reactancia inductiva del solenoide en función de la frecuencia.....	23
Tabla 3.3 Reactancia capacitiva del solenoide en función de la frecuencia.....	27
Tabla 3.4 Magnitud de la impedancia del solenoide en función de la frecuencia.....	27
Tabla 3.5 Corriente entregada por el generador de señales en función de la frecuencia.....	31
Tabla 3.6 Magnitud de la tensión inducida entre las terminales del sensor tipo solenoide, sin blindaje, en función de la frecuencia.....	34
Tabla 3.7 Resistencia del alambre del sensor tipo solenoide en función de la frecuencia.....	39
Tabla 3.8 Magnitud de las impedancias asociadas a las capacidades parásitas del arreglo solenoide-sensor.....	42
Tabla 3.9 Resistencia del alambre del sensor de una espira para la frecuencia 1MHz.....	43
Tabla 3.10 Magnitud de la tensión inducida entre las terminales del sensor de una espira, sin blindaje, para la frecuencia 1MHz.....	44
Tabla 3.11 Inductancia mutua y coeficiente de acoplamiento entre sensor de campo magnético tipo solenoide y el solenoide del LABE en función de la frecuencia.....	45
Tabla 3.12 Inductancia mutua y coeficiente de acoplamiento entre sensor de campo magnético de una espira y el solenoide del LABE, para la frecuencia 1MHz.....	46
Tabla 3.13 Magnitud de la tensión inducida entre las terminales del sensor tipo solenoide, sin blindaje, en función de la frecuencia.....	47
Tabla 3.14 Resistencia eléctrica de las caras de los blindajes de aluminio, sin tener en cuenta el efecto piel, para cada uno de los espesores de estudio.....	58
Tabla 3.15 Profundidad de penetración del aluminio, en función de la frecuencia.....	59
Tabla 3.16 Resistencia eléctrica de las caras del blindaje cúbico de aluminio, con espesor de 0,5mm, en función de la frecuencia.....	59
Tabla 3.17 Resistencia eléctrica de las caras del blindaje cúbico de aluminio, con espesor de 1mm, en función de la frecuencia.....	60
Tabla 3.18 Resistencia eléctrica de las caras del blindaje cúbico de aluminio, con espesor de 1,5mm, en función de la frecuencia.....	60
Tabla 3.19 Resistencia eléctrica de los diez anillos de corriente que modelan una tapa, sin tener en cuenta el efecto piel, en función del espesor del blindaje.....	61
Tabla 3.20 Resistencia eléctrica de los diez anillos de corriente que modelan una tapa, considerando el efecto piel, para el espesor de 0,5mm, en función de la frecuencia....	62
Tabla 3.21 Resistencia eléctrica de los diez anillos de corriente que modelan una tapa, considerando el efecto piel, para el espesor de 1mm, en función de la frecuencia.....	63
Tabla 3.22 Resistencia eléctrica de los diez anillos de corriente que modelan una tapa, considerando el efecto piel, para el espesor de 1,5mm, en función de la frecuencia....	63

Tabla 3.23 Resistencia eléctrica de los diez anillos de corriente <i>R_{caras} – anillo</i> que modelan las caras del blindaje, considerando el efecto piel, en función del espesor del blindaje y la frecuencia	64
Tabla 3.24 Extracto de la matriz de impedancias del blindaje de aluminio con espesor 0,5mm, para la frecuencia de 10Hz.....	73
Tabla 3.25 Efectividad de blindaje de los blindajes de aluminio, para espesor de pared 0,5mm, en función de la frecuencia.....	75
Tabla 3.26 Efectividad de blindaje de los blindajes de aluminio, para espesor de pared 1mm, en función de la frecuencia.....	76
Tabla 3.27 Efectividad de blindaje de los blindajes de aluminio, para espesor de pared 1,5mm, en función de la frecuencia.....	76
Tabla 4.1 Mediciones de tensión inducida en el cable coaxial <i>Vindcable</i> , sin sensor de campo magnético	77
Tabla 4.2 Tensión inducida entre las terminales del sensor tipo solenoide, en el rango de frecuencias 10Hz–100kHz.....	79
Tabla 4.3 Tensión inducida entre las terminales del sensor tipo solenoide, en la frecuencia 1MHz.....	81
Tabla 4.4 Tensión inducida atenuada entre las terminales del sensor tipo solenoide dentro del blindaje de aluminio cerrado con soldadura, con espesor de 0,5mm, en el rango de frecuencias 10Hz–100kHz.....	82
Tabla 4.5 Tensión inducida atenuada entre las terminales del sensor tipo solenoide dentro del blindaje de aluminio cerrado con soldadura, con espesor de 1mm, en el rango de frecuencias 10Hz–100kHz.....	83
Tabla 4.6 Tensión inducida atenuada entre las terminales del sensor tipo solenoide dentro del blindaje de aluminio cerrado con soldadura, con espesor de 1,5mm, en el rango de frecuencias 10Hz–100kHz.....	83
Tabla 4.7 Tensión inducida atenuada entre las terminales del sensor tipo solenoide dentro de los blindajes de aluminio cerrados con soldadura, para la frecuencia 100kHz, en función del espesor de los blindajes	83
Tabla 4.8 Tensión inducida atenuada entre las terminales del sensor tipo solenoide dentro de los blindajes de aluminio cerrados con soldadura, para la frecuencia 1MHz, en función del espesor de los blindajes	84
Tabla 4.9 Comparación de la tensión inducida atenuada entre las terminales del sensor tipo solenoide, dentro de los blindajes de aluminio cerrados con tornillos y con soldadura, con espesor de 0,5mm, en el rango de frecuencias 10Hz–100kHz.....	84
Tabla 4.10 Comparación de la tensión inducida atenuada entre las terminales del sensor tipo solenoide, dentro de los blindajes de aluminio cerrados con tornillos y con soldadura, con espesor de 1mm, en el rango de frecuencias 10Hz–100kHz.....	85
Tabla 4.11 Comparación de la tensión inducida atenuada entre las terminales del sensor tipo solenoide, dentro de los blindajes de aluminio cerrados con tornillos y con soldadura, con espesor de 1,5mm, en el rango de frecuencias 10Hz–100kHz.....	85
Tabla 4.12 Comparación de la tensión inducida atenuada entre las terminales del sensor tipo solenoide, dentro de los blindajes de aluminio cerrados con tornillos y con soldadura, para la frecuencia 1MHz, en función del espesor del blindaje	86
Tabla 4.13 Efectividad de blindaje del blindaje de aluminio cerrado con soldadura, con espesor de 0,5mm, en función de la frecuencia	86

Tabla 4.14 Efectividad de blindaje del blindaje de aluminio cerrado con soldadura, con espesor de 1mm, en función de la frecuencia	86
Tabla 4.15 Efectividad de blindaje del blindaje de aluminio cerrado con soldadura, con espesor de 1,5mm, en función de la frecuencia	87
Tabla 4.16 Comparación de la efectividad de blindaje de los blindajes de aluminio cerrados con tornillos y con soldadura, para el espesor de 0,5mm, en función de la frecuencia	87
Tabla 4.17 Comparación de la efectividad de blindaje de los blindajes de aluminio cerrados con tornillos y con soldadura, para el espesor de 1mm, en función de la frecuencia	88
Tabla 4.18 Comparación de la efectividad de blindaje de los blindajes de aluminio cerrados con tornillos y con soldadura, para el espesor de 1,5mm, en función de la frecuencia	88
Tabla 4.19 Efectividad de blindaje medida, de los blindajes de hierro cerrados con soldadura, en función de la frecuencia y espesor de las paredes	90
Tabla 4.20 Efectividad de blindaje medida, de los blindajes de hierro cerrados con tornillos, en función de la frecuencia y espesor de las paredes.....	90

FE DE ERRATAS

Página 36: El cálculo de la inductancia L_{sensor} se realizó con la ecuación $L = \lambda/I$. Para calcular los enlaces de flujo λ , el campo magnético se obtuvo a partir de las expresiones obtenidas con la ley de Biot-Savart, mostradas en el numeral 3.1.1.1. Finalmente, el valor correcto de la inductancia $L_{sensor} = 495\mu\text{H}$.

1 INTRODUCCIÓN

Actualmente, la mayoría de las actividades involucran dispositivos eléctricos y electrónicos. Estos dispositivos están expuestos a perturbaciones de tipo electromagnético. Con el propósito de evitar el mal funcionamiento de estos dispositivos, es necesario protegerlos contra esas perturbaciones. Debido a que en Colombia se han realizado muy pocos estudios acerca de la efectividad de blindaje que brindan los materiales metálicos, no magnéticos y magnéticos, que se encuentran fácilmente en el mercado, el Grupo de Investigación en Compatibilidad Electromagnética de la Universidad Distrital – CEM se propuso realizar estudios teóricos-experimentales de la efectividad de blindaje contra campo magnético que brindan esos materiales, en función del tipo de material, frecuencia y espesor del blindaje, ya que pueden ser utilizados como alternativa para evitar las interferencias electromagnéticas.

El presente documento aportará información teórica y experimental acerca de la efectividad de blindaje contra campos magnéticos cercanos, que ofrecen materiales metálicos no magnéticos (Aluminio). Adicionalmente, aportará información experimental acerca de la efectividad de blindaje contra campos magnéticos cercanos, que ofrecen materiales magnéticos (Hierro Cold-Rolled).

En el Capítulo 2 se encuentra un breve fundamento teórico acerca de los campos electromagnéticos cercanos y lejanos, y efectividad de blindaje.

En el Capítulo 3 se encuentra el análisis teórico del montaje experimental que se empleó, discriminando todos los componentes de la fuente de interferencia, sistema de medida y blindajes.

En el Capítulo 4 se encuentra el análisis de los resultados experimentales de la efectividad de blindaje, ofrecida por blindajes metálicos no magnéticos (Aluminio) y magnéticos (Hierro Cold-Rolled), ante la incidencia de campos magnéticos.

Finalmente, en el Capítulo 5 se encuentran las conclusiones y recomendaciones que entregó el estudio teórico–experimental, acerca de la efectividad de blindaje ofrecida por blindajes metálicos y magnéticos.

2 FUNDAMENTOS TEÓRICOS

2.1 CAMPOS CERCANOS Y LEJANOS

Las características de un campo están determinadas por la fuente que los produce, el medio que rodea la fuente y la distancia entre la fuente y el punto de observación. Si el punto de observación está cerca de la fuente, las propiedades del campo dependen principalmente de las características de la fuente. Por otro lado, si la fuente se observa como un punto desde el punto de observación, las propiedades del campo dependen principalmente del medio a través del cual se propaga.

OTT¹ propone que el campo cercano o inducido al campo que está en un punto de observación cercano a la fuente. Si la distancia entre la fuente y el punto de observación es mayor a la longitud de onda λ , dividida por 2π , el campo se denomina lejano o radiado. La región $\lambda/2\pi$ es la frontera entre el campo cercano y lejano. Entonces, para definir el tipo de campo magnético a estudiar, se debe calcular la longitud de onda de las señales. La longitud de onda λ , de una señal sinusoidal, se calcula con la Ecuación 2.1².

$$\lambda = \frac{v}{f} \quad [\text{m}] \quad \text{Ecuación 2.1}$$

Donde:

v : Velocidad de propagación [m/s]

f : Frecuencia de la señal [Hz]

El presente trabajo estudiará campo magnético producido por un solenoide con núcleo de aire ($v_{\text{aire}} = 300 \times 10^6$ m/s), alimentado por señales sinusoidales, con frecuencias de 10Hz, 100Hz, 1kHz, 10kHz, 100kHz y 1MHz. La Tabla 2.1 muestra la longitud de onda, calculada con la Ecuación 2.1 y la relación $\lambda/2\pi$ para las frecuencias mencionadas.

¹ H. Ott, "Noise reduction techniques in electronic systems" 2nd Edition. Wiley-Interscience, 1988. p159-164.

² P. Clayton, "Introduction to electromagnetic compatibility" 2nd Edition. Wiley-Interscience, 2006. p17.

Tabla 2.1 Longitud de onda (λ) y relación $\lambda/2\pi$ de señales sinusoidales, para las frecuencias de estudio

f [Hz]	λ [m]	$\lambda/2\pi$ [m]
10	30×10^6	$4,8 \times 10^6$
100	3×10^6	$477,0 \times 10^3$
1×10^3	300×10^3	$47,7 \times 10^3$
10×10^3	30×10^3	4775,0
100×10^3	3×10^3	477,5
1×10^6	300	47,7

En la Tabla 2.1 se puede observar que la menor relación $\lambda/2\pi$ está en la frecuencia de 1MHz (47,7m). La distancia entre la fuente de interferencia y el punto de observación es 22,8cm. Por lo tanto, de acuerdo con la teoría propuesta por OTT, se puede concluir que el estudio se hará para campo cercano.

2.2 EFECTIVIDAD DE BLINDAJE³

La efectividad de blindaje consiste en la reducción de la magnitud de los campos eléctrico y magnético, causada por un blindaje. En el caso de campo magnético, la efectividad de blindaje se define con la Ecuación 2.2.

$$S = 20 \log \left| \frac{H_0}{H_1} \right| \quad [\text{dB}] \quad \text{Ecuación 2.2}$$

Donde:

S : Efectividad de blindaje.

H_0 : Magnitud de la intensidad de campo magnético, sin blindaje.

H_1 : Magnitud de la intensidad de campo magnético, con blindaje.

La efectividad de blindaje depende de la frecuencia, geometría del blindaje, posición entre el blindaje y el sistema de medida, y tipo de campo (eléctrico o magnético). El presente estudio considerará blindajes de dos materiales (aluminio y hierro), con geometría cúbica. Los blindajes siempre estarán ubicados en la misma posición, centrados en el interior de un solenoide con núcleo de aire, el cual estará alimentado por señales sinusoidales con frecuencias de 10Hz, 100Hz, 1kHz, 10kHz, 100kHz y 1MHz.

³ H. Ott, "Noise reduction techniques in electronic systems" 2nd Edition. Willey-Interscience, 1988. p164-181.

2.3 SISTEMA DE MEDIDA

El objeto de este estudio es determinar la efectividad del blindaje de blindajes cúbicos de aluminio y hierro. Para verificar experimentalmente la teoría resumida en el numeral 2.2, se debe plantear un sistema de medida del campo magnético debido a la fuente de interferencia, sin y con la presencia del blindaje.

El fundamento teórico del sistema de medida se basa en la ley de Faraday, en la cual, la tensión inducida en cualquier lazo cerrado es igual a la variación en el tiempo del flujo magnético ligado por dicho lazo cerrado⁴. La ley de Faraday se muestra en la Ecuación 2.3.

$$V_{ind} = -N \frac{d\psi}{dt} \quad [\text{dB}] \quad \text{Ecuación 2.3}$$

Donde:

ψ : Flujo magnético ligado por el lazo cerrado [Wb].

N : Número de vueltas que tiene el lazo cerrado.

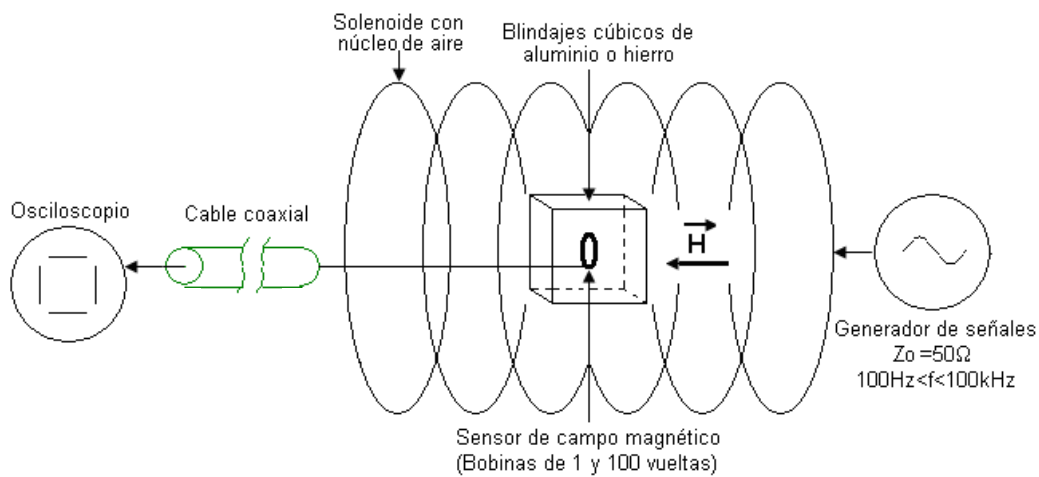
El sistema de medida de campo magnético, sin y con blindajes, se hará mediante un sensor en forma de solenoide, ubicado de tal forma que las espiras que lo conforman, encierren la mayoría del campo magnético que produce la fuente de interferencia, en un punto de observación específico. El resultado será una tensión inducida en las terminales del sensor, que se mide con un osciloscopio digital.

⁴ M. Sadiku, "Elements of electromagnetics" 3rd Edition. Oxford University Press, 2003. p370.

3 ANÁLISIS TEÓRICO DEL MONTAJE EXPERIMENTAL

El montaje experimental consistió en una fuente de interferencia, un sistema de medida de campo magnético y blindajes en aluminio o hierro. El esquema del montaje experimental se muestra en la Figura 3.1.

Figura 3.1 Esquema del montaje experimental



A continuación se muestran las especificaciones de los elementos que conformaron la fuente de interferencia, sistema de medida de campo magnético y blindajes.

3.1 FUENTE DE INTERFERENCIA

La fuente de interferencia se construyó con un solenoide con núcleo de aire, conectado a un generador de señales. A continuación se muestran las especificaciones de estos dos elementos.

3.1.1 Solenoide

Con el fin de determinar las características del solenoide, se partió del principio que el campo magnético en su interior fuese homogéneo. Idealmente, este principio considera un solenoide infinitamente largo. En el caso real, se considera un solenoide largo a aquel cuya longitud es

considerablemente mayor a su diámetro. Sin embargo, como no existe una regla de proporcionalidad entre longitud y diámetro, se puede verificar la distribución del campo magnético en el eje del solenoide a partir de la ley de Biot–Savart, mediante la cual se calcula la intensidad de campo magnético en un punto determinado del espacio, debido a una distribución continua de corriente. El diámetro del solenoide se escogió de tal forma que en su interior se pudieran alojar blindajes cúbicos de 10cm x 10cm x 10cm, sin que estos quedaran ajustados a la pared interior del solenoide.

3.1.1.1 Análisis teórico del solenoide utilizado en el montaje experimental

El Laboratorio de Ensayos Industriales de la Universidad Nacional de Colombia (LBE) cuenta con un generador de impulsos de corriente. Este generador tiene 8 solenoides de 97,5cm de longitud, 22,8cm de radio y 487 vueltas de alambre de cobre con calibre 16AWG. En vista que las dimensiones de estos solenoides se ajustan a la condición que los blindajes se pudieran alojar de una manera adecuada en su interior, se procedió a calcular la distribución de campo magnético en el interior de uno de los solenoides, para verificar que dicho campo fuese aproximadamente homogéneo en la región donde se ubicarían el sensor de campo magnético y los blindajes. La distribución de campo magnético en el interior de un solenoide se obtiene a partir de la ley de Biot–Savart⁵.

La ley de Biot–Savart establece que un elemento diferencial de la intensidad de campo magnético en un punto del espacio, debido a una línea de corriente, se obtiene mediante la Ecuación 3.1.

$$d\mathbf{H} = \frac{I d\mathbf{l} \times \mathbf{R}}{4\pi R^3} \quad \text{Ecuación 3.1}$$

Donde:

$d\mathbf{H}$: Elemento diferencial de intensidad de campo magnético.

$I d\mathbf{l}$: Elemento diferencial de corriente.

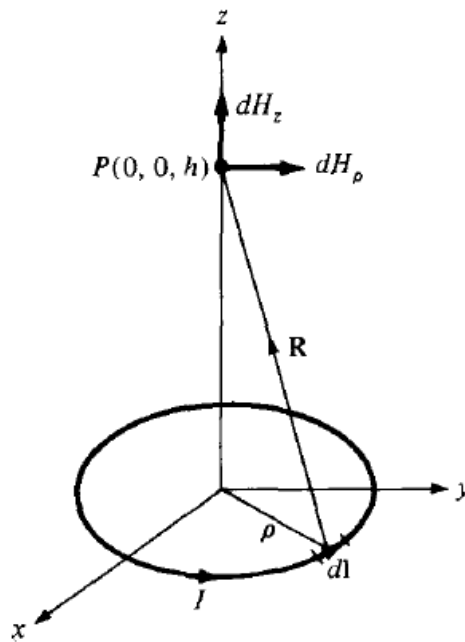
\mathbf{R} : Vector de posición desde el elemento diferencial de corriente hasta el punto donde se calcula la intensidad de campo magnético.

R : Magnitud del vector de posición **\mathbf{R}** .

⁵ M. Sadiku, "Elements of electromagnetics" 3rd Edition. Oxford University Press, 2003. p263-273.

El análisis del comportamiento del campo magnético en el interior del solenoide parte del cálculo de la intensidad del campo magnético en un punto del espacio, debido a un anillo que transporta corriente, como se muestra en la Figura 3.2.

Figura 3.2 Intensidad de campo magnético en un punto P, debido a un anillo que transporta la corriente I



Fuente: M. Sadiku, "Elements of electromagnetics" 3rd Edition. Oxford University Press, 2003. p270.

La expresión general para calcular la intensidad de campo magnético en un punto del espacio sobre el eje z , debido a un anillo ubicado en el centro del plano xy que transporta corriente, se muestra en la Ecuación 3.2.

$$\mathbf{H} = \frac{I\rho^2}{2(\rho^2 + h^2)^{3/2}} \mathbf{a}_z \quad \text{Ecuación 3.2}$$

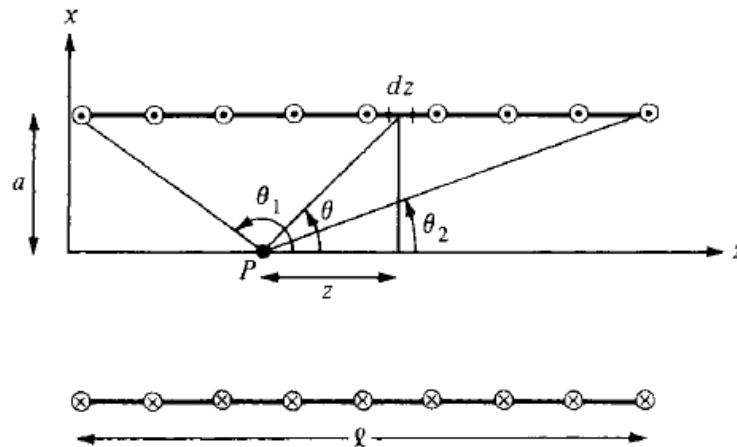
Donde:

ρ : Radio del anillo que transporta la corriente [m].

h : Distancia sobre el eje z desde el plano xy .

Ahora, el solenoide se considera como varios anillos consecutivos que transportan corriente, como se muestra en la Figura 3.3.

Figura 3.3 Intensidad de campo magnético en un punto P dentro del solenoide, debido a la corriente I que trasportan varios anillos consecutivos



Fuente: M. Sadiku, "Elements of electromagnetics" 3rd Edition. Oxford University Press, 2003. p272.

La expresión general para calcular la intensidad de campo magnético en el eje del solenoide se calcula con la Ecuación 3.3.

$$\mathbf{H} = \frac{NI}{2l} (\cos \theta_2 - \cos \theta_1) \mathbf{a}_z \quad \text{Ecuación 3.3}$$

Donde:

N : Número de vueltas del solenoide.

I : Corriente que transporta el alambre del solenoide [A].

l : Longitud del solenoide [m].

θ_1 y θ_2 : Ángulos formados por las líneas imaginarias trazadas desde los extremos del solenoide hasta el punto P .

A partir de la Ecuación 3.3 se calculó la distribución del campo magnético en el eje del solenoide del LABE, a partir de la relación $\cos \theta_2 - \cos \theta_1$. De la Figura 3.3 se determinaron la Ecuación 3.4 y la Ecuación 3.5, para calcular $\cos \theta_2$ y $\cos \theta_1$.

$$\cos \theta_2 = \frac{l - z}{[a^2 + (l - z)^2]} \quad \text{Ecuación 3.4}$$

$$\cos \theta_1 = \cos \left[\pi - \cos^{-1} \left(\frac{z}{a^2 + z^2} \right) \right] \quad \text{Ecuación 3.5}$$

Donde:

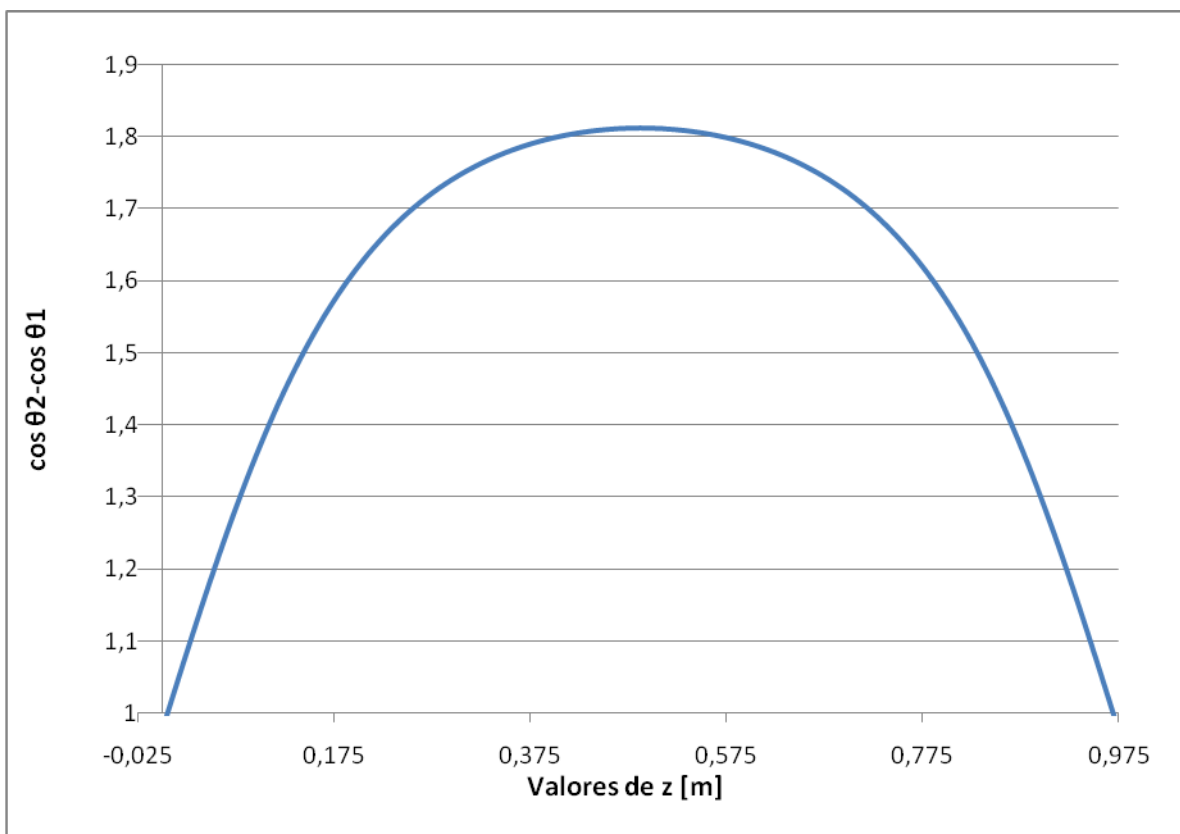
l : Longitud del solenoide ($l = 97,5\text{cm}$).

a : Radio del solenoide ($a = 22,8\text{cm}$).

z : Los valores variaron cada 2mm, entre 0 y 97,5cm.

La gráfica que representa la distribución del campo magnético en el eje del solenoide del LABE, se muestra en la Figura 3.4.

Figura 3.4 Distribución del campo magnético en el eje del solenoide del LABE

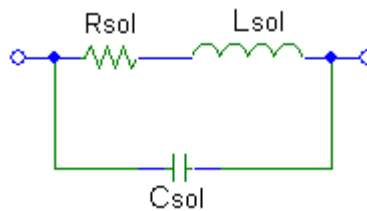


En la Figura 3.4 se puede apreciar que hay un comportamiento aproximadamente constante ($\cos \theta_2 - \cos \theta_1 = 1,81$) en una región del eje del solenoide comprendida entre 37,5cm y 57,5cm. Esta región corresponde a 20cm. Por lo tanto, se puede considerar la ubicación del sensor de medida con y sin blindajes dentro de una región de campo magnético aproximadamente homogéneo.

3.1.1.2 Modelo real del solenoide del LABE

El modelo real del solenoide tiene, además de la inductancia propia (L_{sol}), una componente resistiva (R_{sol}) debida al material del alambre con el cual se construye y una componente capacitiva (C_{sol}) debida a las capacidades parásitas que se forman entre las espiras del solenoide, a medida que la frecuencia aumenta. El modelo real del solenoide se muestra en la Figura 3.5.

Figura 3.5 Modelo real del solenoide del LABE



Fuente: P. Clayton, "Introduction to electromagnetic compatibility" 2nd Edition. Wiley-Interscience, 2006. p337.

Clayton⁶ expone la forma de calcular la resistencia total de un alambre con sección transversal circular. La resistencia por unidad de longitud en bajas frecuencias R_{Lf} de un alambre circular con radio r_w y conductividad σ , se calcula con la Ecuación 3.6.

$$R_{Lf} = \frac{1}{\sigma \pi r_w^2} \quad [\Omega/m] \quad \text{Ecuación 3.6}$$

Donde:

r_w : Radio del alambre [m].

σ : Conductividad del cobre ($\sigma = 580 \text{ nS/m}$).

Quando la frecuencia aumenta, la corriente tiende a circular por la periferia del alambre, debido al efecto piel. La profundidad de penetración en el alambre δ se calcula con la Ecuación 3.7.

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu_0 \sigma}} \quad [m] \quad \text{Ecuación 3.7}$$

⁶ P. Clayton, "Introduction to electromagnetic compatibility" 2nd Edition. Wiley-Interscience, 2006. p304-308.

Donde:

f : Frecuencia [Hz].

μ_0 : Permeabilidad del espacio libre ($\mu_0 = 400\pi\text{nH/m}$).

σ : Conductividad del cobre ($\sigma = 580\text{nS/m}$).

La resistencia del alambre permanece igual a R_{Lf} cuando se cumple la relación entre el radio del alambre r_w y la profundidad de penetración δ , que se muestra en la Ecuación 3.8.

$$\frac{r_w}{\delta} \leq 2 \quad \text{Ecuación 3.8}$$

Donde:

r_w : Radio del alambre [m].

δ : Profundidad de penetración [m].

La resistencia por unidad de longitud en altas frecuencias R_{Hf} del alambre circular, se da cuando no se cumple la relación mostrada en la Ecuación 3.8 y se calcula con la Ecuación 3.9.

$$R_{Hf} = \frac{1}{2r_w} \sqrt{\frac{\mu_0}{\pi\sigma}} \sqrt{f} \quad [\Omega/\text{m}] \quad \text{Ecuación 3.9}$$

Donde:

r_w : Radio del alambre [m].

μ_0 : Permeabilidad del espacio libre ($\mu_0 = 400\pi\text{nH/m}$).

σ : Conductividad del cobre ($\sigma = 580\text{nS/m}$).

f : Frecuencia [Hz].

La Tabla 3.1 muestra los valores calculados de la resistencia del alambre del solenoide R_{sol} en función de la frecuencia, a partir de la Ecuación 3.6 a la Ecuación 3.9. La longitud total del alambre del solenoide es 696m.

Tabla 3.1 Resistencia del alambre del solenoide en función de la frecuencia

f [Hz]	δ [m]	r_w/δ	R_{Lf} [Ω/m]	R_{Hf} [Ω/m]	R_{sol} [Ω]
10	$20,9 \times 10^{-3}$	$30,9 \times 10^{-3}$	$13,2 \times 10^{-3}$	-	9,2
100	$6,6 \times 10^{-3}$	$97,7 \times 10^{-3}$	$13,2 \times 10^{-3}$	-	9,2
1×10^3	$2,1 \times 10^{-3}$	$309,0 \times 10^{-3}$	$13,2 \times 10^{-3}$	-	9,2
10×10^3	$661,0 \times 10^{-6}$	$977,0 \times 10^{-3}$	$13,2 \times 10^{-3}$	-	9,2
100×10^3	$209,0 \times 10^{-6}$	3,1	-	$20,3 \times 10^{-3}$	14,2
1×10^6	$66,1 \times 10^{-6}$	9,8	-	$64,3 \times 10^{-3}$	44,8

Luego de determinar el valor de la resistencia del alambre del solenoide, se debe calcular el valor de la reactancia inductiva del solenoide y la reactancia capacitiva debida a las capacidades parásitas entre espiras del solenoide, con el fin de obtener el valor total de la impedancia del solenoide en función de la frecuencia.

Para calcular la reactancia inductiva del solenoide $X_{L_{sol}}$, se debe conocer el valor de su inductancia. La inductancia del solenoide del LABE tiene un valor nominal de inductancia L_{sol} de 25,6mH. La reactancia inductiva $X_{L_{sol}}$ se calcula con la Ecuación 3.10.

$$X_{L_{sol}} = 2\pi f L_{sol} \quad [\Omega] \quad \text{Ecuación 3.10}$$

Donde:

L_{sol} : Inductancia del solenoide ($L_{sol} = 25,6\text{mH}$).

f : Frecuencia [Hz].

La Tabla 3.2 muestra los valores calculados de la reactancia inductiva del solenoide en función de la frecuencia, a partir de la Ecuación 3.10.

Tabla 3.2 Reactancia inductiva del solenoide en función de la frecuencia

f [Hz]	$X_{L_{sol}}$ [Ω]
10	1,6
100	16,1
1×10^3	161,0
10×10^3	$1,6 \times 10^3$
100×10^3	$16,1 \times 10^3$
1×10^6	$161,0 \times 10^3$

Para calcular la reactancia capacitiva $X_{C_{sol}}$ se calcularon las capacidades parásitas entre espiras del solenoide, mediante el método de simulación de cargas⁷. El método consiste en que, si se tiene un número de cargas discretas en una región, el potencial electrostático en un punto determinado se obtiene sumando los potenciales individuales, debidos cada una de las cargas, en ese punto. Entonces, si se tienen n cargas Q_j , la contribución de todas ellas al potencial ϕ_i en un punto determinado, se calcula con la Ecuación 3.11.

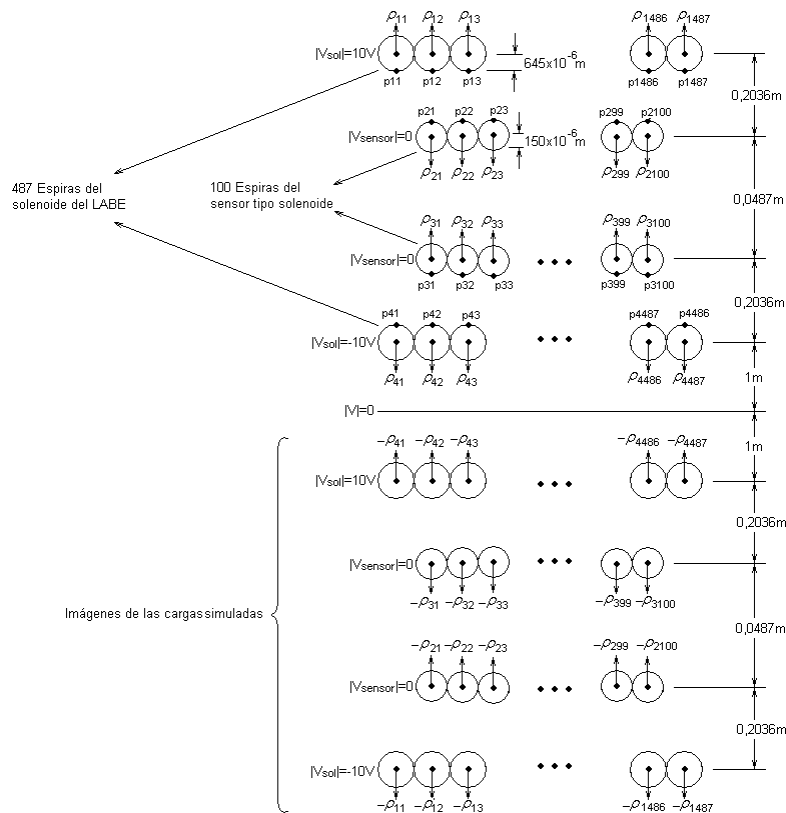
$$\phi_i = \sum_{j=1}^n P_{ij} Q_j \quad [\text{C/m}] \quad \text{Ecuación 3.11}$$

Donde P_{ij} son los coeficientes de potencial, debidos a la contribución de todas las cargas en un punto determinado p_{ij} .

Para aplicar el método de simulación de cargas en el arreglo solenoide–sensor, sin blindajes, se simuló una densidad de carga lineal ρ_{ij} por cada espira del solenoide (487 espiras) y por cada espira del sensor (100 espiras). Adicionalmente, por cada carga simulada, se ubicó un punto de contorno p_{ij} . Finalmente, todo el arreglo se ubicó sobre la línea de referencia a potencial cero, que representa el piso y se ubicaron las imágenes de todas las cargas simuladas y puntos de contorno. La disposición del arreglo, las cargas simuladas ρ_{ij} y los puntos de contorno p_{ij} , se muestran en la Figura 3.6.

⁷ G. González, “Optimización de aisladores de alta tensión en el seno de distribuciones tridimensionales de campo eléctrico”, cap. 2 (Método de simulación de cargas). Tesis Doctoral, Universidade da Coruña, 2003. p20-48.

Figura 3.6 Método de simulación de cargas en el arreglo solenoide–sensor



En el arreglo mostrado en la Figura 3.6, se debe calcular el potencial que aparece en cada punto de contorno p_{ij} , debido a cada una de las cargas y a sus imágenes. El coeficiente de potencial P_{ij} en un punto de contorno p_{ij} , se calcula con la Ecuación 3.12⁸.

$$P_{ij} = \frac{\rho_l}{2\pi\epsilon_0} \ln \frac{\rho_1}{\rho_2} \quad [V] \quad \text{Ecuación 3.12}^9$$

Donde:

ρ_1 : Distancia entre la carga simulada ρ_{ij} y el punto de contorno p_{ij} [m].

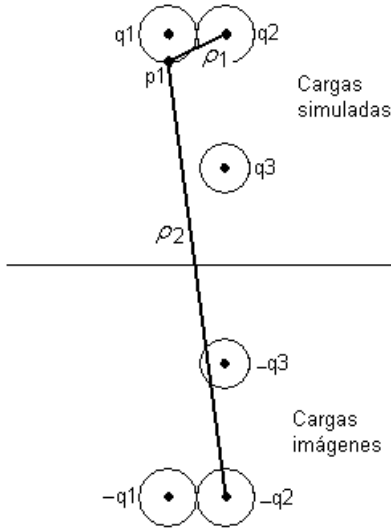
ρ_2 : Distancia entre la imagen de la carga simulada $-\rho_{ij}$ y el punto de contorno p_{ij} [m].

⁸ M. Sadiku, "Elements of electromagnetics" 3rd Edition. Oxford University Press, 2003. p243.

⁹ NOTA DE ACLARACIÓN: En el método de simulación de cargas planteado, la Ecuación 3.12 aplica para líneas de carga infinitamente largas. Por lo tanto, los calculos realizados en este trabajo con el método de simulación de cargas, ofrecen una estimación del orden de magnitud y no un valor exacto de las capacidades calculadas.

La Figura 3.7 muestra un ejemplo donde se definen las distancias que se deben tomar para calcular el potencial en el punto de contorno p_1 , debido a la carga q_2 y a su imagen. El potencial total en p_1 se obtiene al sumar los potenciales individuales en p_1 , debidos a las cargas q_1 , q_2 y q_3 .

Figura 3.7 Ejemplo de las distancias ρ_1 y ρ_2 que se deben tomar para calcular el potencial en el punto de contorno p_1 , debido a la carga q_2 y su imagen



Al aplicar la Ecuación 3.12 al arreglo mostrado en la Figura 3.6, se forma un sistema de 1174 ecuaciones lineales, con 1174 incógnitas. Por lo tanto, la Ecuación 3.11 toma la forma matricial mostrada en la Ecuación 3.13.

$$[\phi_i] = [P_{ij}][Q_j] \quad [V] \quad \text{Ecuación 3.13}$$

Se puede comparar la Ecuación 3.13 con la relación entre carga y diferencia de potencial, mostrada en la Ecuación 3.14.

$$v = \left(\frac{1}{C}\right)q \quad [V] \quad \text{Ecuación 3.14}$$

Entonces:

$$[\phi_i] = V \quad [V] \quad \text{Ecuación 3.15}$$

$$[P_{ij}] = \left[\frac{1}{C_{ij}} \right] \quad [1/F] \quad \text{Ecuación 3.16}$$

$$[Q_j] = Q \quad [C] \quad \text{Ecuación 3.17}$$

Por lo tanto, si se invierte la matriz $[P_{ij}]$, de la Ecuación 3.16 se obtiene una matriz de capacidades $[C_{ij}]$. Por lo tanto, a partir de la matriz $[C_{ij}]$ se pueden calcular las capacidades entre espiras del solenoide. El sistema de ecuaciones que se definió en la Ecuación 3.13, se elaboró mediante un algoritmo programado en EXCEL. Los resultados de cálculo se muestran en el Anexo 1. A partir de los resultados obtenidos con el método de simulación de cargas, se obtuvo un valor de capacidad entre espiras del solenoide de 30,2pF. Adicionalmente, se calculó la capacidad equivalente debida a todas las espiras adyacentes a una espira de referencia y se concluyó que dicha capacidad es despreciable.

Ahora, para calcular la capacidad equivalente entre espiras del solenoide, se observó que hay 486 capacidades en serie, debidas a las 487 espiras del sensor, Por lo tanto, la capacidad equivalente entre espiras del solenoide C_{sol} se obtuvo con la Ecuación 3.18.

$$C_{sol} = \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \dots + \frac{1}{C_{486}}} = 62,1 \times 10^{-15} \text{ F} \quad \text{Ecuación 3.18}$$

La reactancia capacitiva $X_{C_{sol}}$ se calcula mediante la Ecuación 3.19.

$$X_{C_{sol}} = \frac{1}{2\pi f C_{sol}} \quad [\Omega] \quad \text{Ecuación 3.19}$$

Donde:

C_{sol} : Capacidad parásita total del solenoide [F].

f : Frecuencia [Hz].

La Tabla 3.3 muestra los valores calculados de la reactancia capacitiva del solenoide en función de la frecuencia, a partir de la Ecuación 3.19.

Tabla 3.3 Reactancia capacitiva del solenoide en función de la frecuencia

f [Hz]	$X_{C_{sol}}$ [Ω]
10	$256,0 \times 10^9$
100	$25,6 \times 10^9$
1×10^3	$2,6 \times 10^9$
10×10^3	$256,0 \times 10^6$
100×10^3	$25,6 \times 10^6$
1×10^6	$2,6 \times 10^6$

La magnitud de la impedancia total del solenoide Z_{Sol} , se calcula mediante la Ecuación 3.20.

$$Z_{Sol} = \frac{(R_{sol} + X_{L_{sol}})(X_{C_{sol}})}{R_{sol} + X_{L_{sol}} + X_{C_{sol}}} \quad [\Omega] \quad \text{Ecuación 3.20}$$

La Tabla 3.4 muestra los valores calculados de la magnitud de la impedancia del solenoide en función de la frecuencia, a partir de la Ecuación 3.20.

Tabla 3.4 Magnitud de la impedancia del solenoide en función de la frecuencia

f [Hz]	R_{sol} [Ω]	$X_{L_{sol}}$ [Ω]	$X_{C_{sol}}$ [Ω]	Z_{Sol} [Ω]
10	9,2	1,6	$256,0 \times 10^9$	9,3
100	9,2	16,1	$25,6 \times 10^9$	18,5
1×10^3	9,2	161,0	$2,6 \times 10^9$	161,0
10×10^3	9,2	$1,6 \times 10^3$	$256,0 \times 10^6$	$1,6 \times 10^3$
100×10^3	14,2	$16,1 \times 10^3$	$25,6 \times 10^6$	$16,1 \times 10^3$
1×10^6	44,8	$161,0 \times 10^3$	$2,6 \times 10^6$	172×10^3

En la Figura 3.8 se muestra el montaje de la fuente de interferencia conformada por el solenoide del LABE y el generador de señales.

Figura 3.8 Montaje de la fuente de interferencia



3.1.2 Generador de señales

Con el fin de obtener una señal de tensión sinusoidal que fuera aproximadamente pura, se utilizó un generador de señales con un rango de frecuencias de 2Hz a 2MHz, impedancia de salida con magnitud $Z_{fuente} = 50\Omega$ y valor pico máximo de 10V. El generador se conectó a los extremos del alambre que conforma el solenoide. Las señales aplicadas tuvieron un valor pico $V_{fuente} = 10V$, con frecuencias de 10Hz, 100Hz, 1kHz, 10kHz, 100kHz y 1MHz.

La corriente máxima que puede entregar el generador de señales se calcula con la Ecuación 3.21.

$$I_{max-fuente} = \frac{V_{fuente}}{2Z_{fuente}} = \frac{10}{100} = 100mA \quad \text{Ecuación 3.21}$$

A partir de los resultados mostrados en la Tabla 3.4 se debe verificar que la impedancia $Z_{Sol} \geq 100\Omega$. Se puede apreciar que en las frecuencias de 10Hz y 100Hz la impedancia $Z_{Sol} < 100\Omega$. Por lo tanto, cuando el generador trabajó a 10Hz y 100Hz, se introdujo una resistencia de 47 Ω en serie con el solenoide para limitar la corriente y evitar daños en el generador de señales. Los efectos inductivos y capacitivos de la resistencia de 47 Ω son despreciables por estar sometida a bajas frecuencias.

3.2 SISTEMA DE MEDIDA

El sistema de medida de campo magnético consistió en un sensor tipo solenoide, un cable coaxial con impedancia característica de 50Ω y un osciloscopio digital con ancho de banda de 20MHz.

3.2.1 Sensor tipo solenoide

Se construyó un sensor de campo magnético tipo solenoide, con diámetro externo de 48,7mm, longitud de 30mm y 100 espiras de alambre de cobre, con diámetro de 0,3mm. Las dimensiones del sensor se definieron para que pudiera ser alojado dentro de los blindajes cúbicos, cuyas dimensiones se mencionaron en el numeral 3.1.1 (10cm x 10cm x 10cm), sin que el sensor hiciera contacto con las paredes de dichos blindajes. El número de espiras se escogió para obtener una magnitud de tensión inducida entre las terminales del sensor, tal que estuviera dentro de la resolución del equipo de medida. El modelo del sensor en función de la frecuencia se muestra en el numeral 3.3.1(d). La Figura 3.9 muestra el detalle del sensor tipo solenoide de 100 vueltas.

Figura 3.9 Sensor tipo solenoide de 100 vueltas



A partir de la geometría definida para el sensor, se calculó la magnitud de la tensión que se induciría entre sus terminales, con el fin de verificar que se estuviera dentro de la resolución del equipo de medida. A continuación se muestra el procedimiento para calcular la magnitud de la tensión inducida entre las terminales del sensor de campo magnético.

3.2.2 Cálculo de la corriente entregada por el generador de señales

En la Ecuación 3.21 se mostró que la corriente máxima que puede entregar el generador de señales es 100mA. Por lo tanto, se calculó la corriente que entrega el generador, en función de la frecuencia, con la Ecuación 3.22.

$$I_{fuente} = \frac{V_{fuente}}{Z_{Sol} + Z_{Cables}} \quad [A] \quad \text{Ecuación 3.22}$$

Donde:

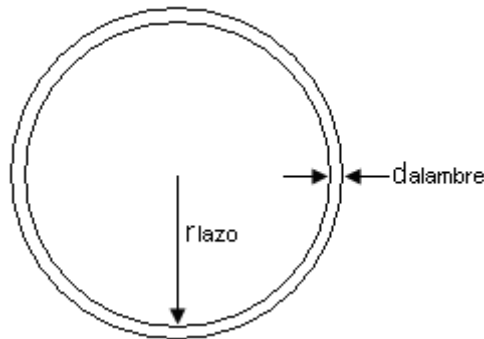
V_{fuente} : Valor pico de la señal de tensión que entrega el generador de señales ($V_{fuente} = 10V$).

Z_{Sol} : Impedancia del solenoide, dada en la Tabla 3.4 [Ω].

Z_{Cables} : Impedancia de los cables de conexión entre el solenoide y el generador de señales [Ω].

Para calcular la impedancia aproximada de los cables de conexión entre el solenoide y el generador de señales, se asumió y calculó, a partir de la teoría electromagnética¹⁰, la inductancia de un lazo circular (Ver Figura 3.10) con área de $1m^2$, al cual le corresponde un radio r_{lazo} de 56cm. El valor de inductancia del lazo circular corresponderá a la inductancia de los cables de conexión L_{cables} .

Figura 3.10 Dimensiones requeridas para calcular la inductancia de un lazo circular



Fuente: M. Sadiku, "Elements of electromagnetics" 3rd Edition. Oxford University Press, 2003. p340.

La inductancia de un lazo circular en bajas frecuencias, donde la corriente no se afecta por el efecto piel y $r_{lazo} \gg d_{alambre}$, se calcula con la Ecuación 3.23.

¹⁰ M. Sadiku, "Elements of electromagnetics" 3rd Edition. Oxford University Press, 2003. p336-340.

$$L_{cables} = \frac{\mu_0 l_{lazo}}{2\pi} \left(\ln \frac{4l_{lazo}}{d_{alambre}} - 2.45 \right) \quad [H] \quad \text{Ecuación 3.23}$$

Donde:

$d_{alambre}$: Diámetro del alambre de los cables de conexión, calibre 12AWG ($d_{alambre} = 2,52\text{mm}$).

l_{lazo} : Longitud del lazo circular ($l_{lazo} = 2\pi r_{lazo} = 3,55\text{m}$). Esta consideración es válida porque

$r_{sensor} \gg d_{alambre}$.

El valor de la inductancia L_{cables} , calculada con la Ecuación 3.23 es de $4,39\mu\text{H}$. La reactancia inductiva de los cables, que corresponde a la magnitud de la impedancia Z_{cables} , en función de la frecuencia, se calculó mediante la Ecuación 3.10, reemplazando la inductancia L_{sol} por la inductancia L_{cables} .

Finalmente, en las frecuencias donde la corriente calculada con la Ecuación 3.22 fuera superior a 100mA , se determinó que la corriente tuviera un valor fijo de 100mA . La Tabla 3.5 muestra los valores de corriente calculados con la Ecuación 3.22, en función de la frecuencia.

Tabla 3.5 Corriente entregada por el generador de señales en función de la frecuencia

f [Hz]	Z_{Sol} [Ω]	Z_{Cables} [Ω]	$ Z_{Sol} + Z_{Cables} $ [Ω]	I_{fuente} [A]
10	10,8	$276,0 \times 10^{-6}$	9,3	$* 100,0 \times 10^{-3}$
100	25,3	$2,8 \times 10^{-3}$	18,5	$* 100,0 \times 10^{-3}$
1×10^3	170,0	$27,6 \times 10^{-3}$	161	$62,1 \times 10^{-3}$
10×10^3	$1,6 \times 10^3$	$276,0 \times 10^{-3}$	$1,61 \times 10^3$	$6,2 \times 10^{-3}$
100×10^3	$16,1 \times 10^3$	2,8	$16,1 \times 10^3$	$622,0 \times 10^{-6}$
1×10^6	$151,0 \times 10^3$	27,6	$161,0 \times 10^3$	$62,2 \times 10^{-6}$

* La corriente debe limitarse

3.3 CÁLCULO DE LA TENSIÓN INDUCIDA ENTRE LAS TERMINALES DEL SENSOR DE CAMPO MAGNÉTICO SIN BLINDAJE

La magnitud de la tensión inducida V_{ind} en los extremos del sensor tipo solenoide, sometido a un campo magnético variable en el tiempo, se calcula a partir de la teoría electromagnética mediante la ley de Faraday¹¹, cuya expresión general se muestra en la Ecuación 3.24.

$$V_{ind} = -N_{sensor} \frac{d\psi_{sensor}}{dt} \quad [V] \quad \text{Ecuación 3.24}$$

Donde:

N_{sensor} : Número de espiras del sensor tipo solenoide.

ψ_{sensor} : Flujo magnético del sensor tipo solenoide [Wb].

La Ecuación 3.24 puede escribirse como se muestra en la Ecuación 3.25.

$$V_{ind} = N_{sensor} \omega \psi_{sensor} \quad [V] \quad \text{Ecuación 3.25}$$

Donde:

ω : Frecuencia angular del sistema [rad/s].

N_{sensor} : Número de espiras del sensor tipo solenoide.

ψ_{sensor} : Flujo magnético del sensor tipo solenoide [Wb].

El flujo magnético ψ_{sensor} en el sensor tipo solenoide se calcula con la Ecuación 3.26.

$$\psi_{sensor} = \int B \cdot dS \quad [Wb] \quad \text{Ecuación 3.26}$$

Donde:

B : Densidad de campo magnético [T].

dS : Elemento diferencial de superficie, perpendicular al área que atraviesa el campo magnético

B . En el caso de estudio, dS es perpendicular al área transversal del sensor tipo solenoide.

¹¹ M. Sadiku, "Elements of electromagnetics" 3rd Edition. Oxford University Press, 2003. p370-371.

En el numeral 3.1.1.1 se consideró que el sensor tipo solenoide fue ubicado dentro de la región del solenoide del LABE donde el campo magnético es aproximadamente homogéneo. Por lo tanto, se puede considerar que la densidad de campo magnético B es constante, entonces puede sacarse de la integral como se muestra en la Ecuación 3.27.

$$\psi_{sensor} = B \int dS \quad [\text{Wb}] \quad \text{Ecuación 3.27}$$

El campo magnético que produce el solenoide del LABE, pasa a través del área de cada una de las espiras del sensor. Por lo tanto, la integral $\int dS$ es igual al área transversal del sensor tipo solenoide A_{sensor} , como se muestra en la Ecuación 3.28.

$$A_{sensor} = \int dS = \pi r_{sensor}^2 \quad [\text{m}^2] \quad \text{Ecuación 3.28}$$

Donde:

r_{sensor} : Radio del sensor tipo solenoide ($r_{sensor} = 24,4\text{mm}$).

La magnitud del flujo magnético del sensor tipo solenoide ψ_{sensor} se calcula con la Ecuación 3.29.

$$\psi_{sensor} = BA_{sensor} \quad [\text{Wb}] \quad \text{Ecuación 3.29}$$

Donde:

B : Magnitud de la densidad de campo magnético que produce el solenoide del LABE [T].

La densidad de campo magnético B se calcula con la Ecuación 3.30.

$$B = \mu_0 H_0 \quad [\text{T}] \quad \text{Ecuación 3.30}$$

Donde:

μ_0 : Permeabilidad del espacio libre ($\mu_0 = 400\pi\text{nH/m}$).

H_0 : Intensidad de campo magnético que produce el solenoide del LABE [A/m].

La intensidad de campo magnético H_0 se calcula mediante la Ecuación 3.3. Por lo tanto, la magnitud H_0 en la región donde el campo magnético es aproximadamente homogéneo (eje del solenoide), se calcula mediante la Ecuación 3.31.

$$H_0 = \frac{N_{sol} I_{fuente}}{2l_{sol}} \text{Max}(\cos \theta_2 - \cos \theta_1) \quad [\text{A/m}] \quad \text{Ecuación 3.31}$$

Donde:

N_{sol} : Número de espiras del solenoide del LABE ($N_{sol} = 487$).

I_{fuente} : Corriente que entrega el generador de señales, dada en la Tabla 3.5 [A].

l_{sol} : Longitud del solenoide del LABE ($l_{sol} = 97,5\text{cm}$).

$\text{Max}(\cos \theta_2 - \cos \theta_1) = 1,81$: Valor máximo de la relación $\cos \theta_2 - \cos \theta_1$ en el eje del solenoide del LABE.

Finalmente, la Tabla 3.6 muestra los valores calculados de la magnitud de la tensión inducida entre las terminales del sensor tipo solenoide, en función de la frecuencia, mediante la Ecuación 3.25.

Tabla 3.6 Magnitud de la tensión inducida entre las terminales del sensor tipo solenoide, sin blindaje, en función de la frecuencia

f [Hz]	I_{fuente} [A]	H_0 [A/m]	B [T]	ψ_{sensor} [Wb]	V_{ind} [V]
10	$100,0 \times 10^{-3}$	45,3	$56,9 \times 10^{-6}$	$161,0 \times 10^{-9}$	$1,0 \times 10^{-3}$
100	$100,0 \times 10^{-3}$	45,3	$56,9 \times 10^{-6}$	$161,0 \times 10^{-9}$	$10,1 \times 10^{-3}$
1×10^3	$62,1 \times 10^{-3}$	28,1	$35,3 \times 10^{-6}$	$99,8 \times 10^{-9}$	$62,7 \times 10^{-3}$
10×10^3	$6,2 \times 10^{-3}$	2,8	$3,5 \times 10^{-6}$	$10,0 \times 10^{-9}$	$62,8 \times 10^{-3}$
100×10^3	$622,0 \times 10^{-6}$	$281,0 \times 10^{-3}$	$354,0 \times 10^{-9}$	$1,0 \times 10^{-9}$	$62,8 \times 10^{-3}$
1×10^6	$62,2 \times 10^{-6}$	$28,1 \times 10^{-3}$	$35,4 \times 10^{-9}$	$100,0 \times 10^{-12}$	$62,8 \times 10^{-3}$

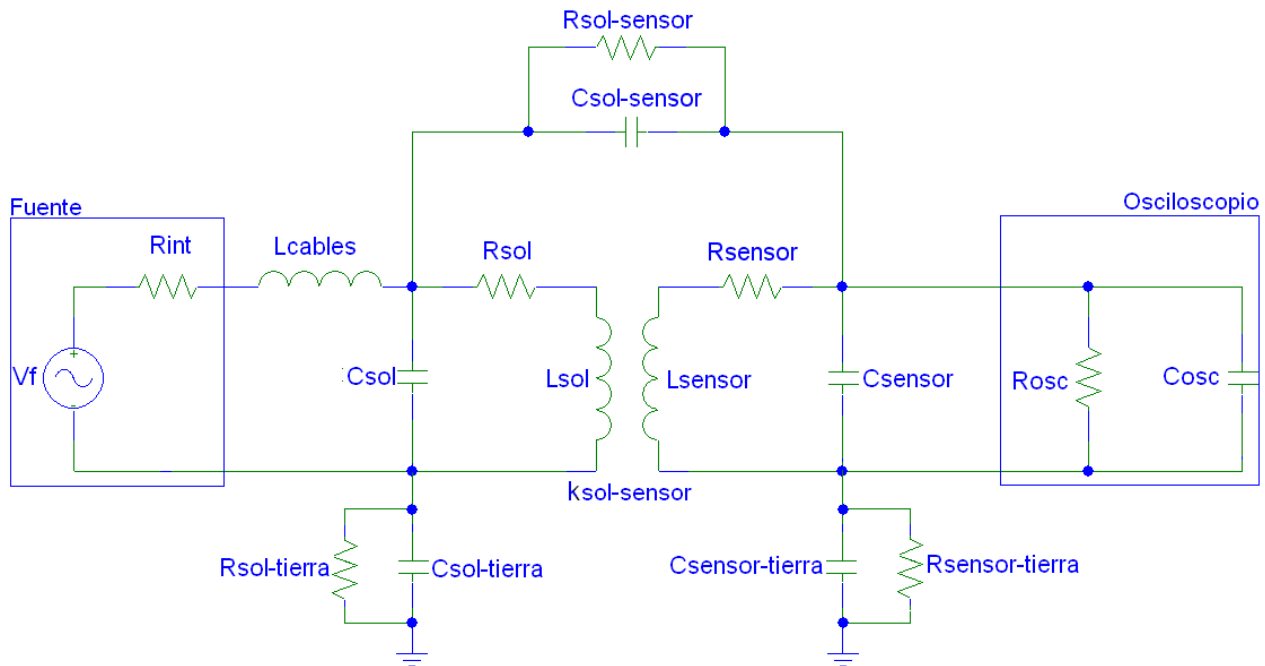
En la Tabla 3.6 se aprecia que, para la frecuencia de 10Hz, el valor de tensión inducida V_{ind} entre las terminales del sensor tipo solenoide es de 1mV. La resolución del osciloscopio utilizado es 2mV. Por lo tanto, para la frecuencia de 10Hz es necesario amplificar la señal de salida del sensor de campo magnético.

3.3.1 Modelo de circuitos eléctricos del montaje experimental sin blindaje

Con el propósito de visualizar el comportamiento del montaje experimental sin blindaje, se modeló el circuito eléctrico que representa todos los efectos resistivos, inductivos y capacitivos del solenoide del LABE, cuando el sensor de campo magnético se encuentra en su interior. Este modelo permite verificar la influencia de las componentes parásitas propias de los elementos, y entre elementos, en la medida de la tensión inducida entre las terminales del sensor de campo magnético.

La Figura 3.11 muestra el modelo de circuitos eléctricos que se simuló mediante el programa PSPICE del montaje experimental. Las características de cada uno de los elementos que conforman el modelo del circuito se explican a continuación.

Figura 3.11 Modelo simulado en PSPICE del solenoide del LABE con sensor de campo magnético en su interior, sin blindaje



a. Modelo del generador de señales

El generador de señales se modeló con una fuente de tensión sinusoidal V_f y una resistencia interna en serie R_{int} de 50Ω . La fuente V_f varía su frecuencia de operación en el rango 10Hz–1MHz y se le asignó un valor de tensión pico de 10V.

b. Modelo de los cables de conexión entre el generador de señales y el solenoide del LABE

Los cables de conexión entre el generador de señales y el solenoide del LABE se modelaron con una inductancia debida al lazo que forman. El valor de la inductancia L_{cables} fue calculada con la Ecuación 3.23 y es de $4,39\mu\text{H}$.

c. Modelo del solenoide del LABE

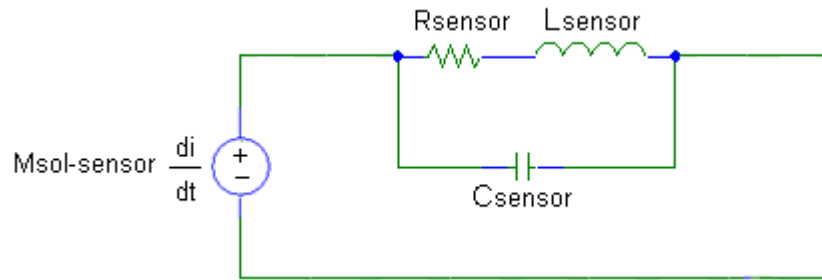
El modelo real del solenoide del LABE se muestra en la Figura 3.5. La inductancia del solenoide L_{sol} se obtuvo del catálogo del generador de impulsos de corriente del LABE, y corresponde a $25,6\text{mH}$. La capacidad parásita equivalente del solenoide C_{sol} se calculó con el método de simulación de cargas, mostrado en el numeral 3.1.1.2 y corresponde a $62 \times 10^{-15}\text{F}$. El valor de la resistencia R_{sol} , de acuerdo con la Tabla 3.1 corresponde a $9,2\Omega$ en el rango de frecuencias 10Hz–10kHz, $14,2\Omega$ para la frecuencia 100kHz y $44,8\Omega$ para la frecuencia 1MHz.

d. Modelo del sensor tipo solenoide¹²

El modelo real del sensor tipo solenoide se muestra en la Figura 3.12.

¹² FE DE ERRATAS: El cálculo de la inductancia L_{sensor} se realizó con la ecuación $L = \lambda/I$. Para calcular los enlaces de flujo λ , el campo magnético se obtuvo a partir de las expresiones obtenidas con la ley de Biot-Savart, mostradas en el numeral 3.1.1.1. Finalmente, el valor correcto de la inductancia $L_{sensor} = 495\mu\text{H}$.

Figura 3.12 Modelo real del sensor tipo solenoide



La inductancia L_{sensor} se calculó partiendo de la consideración que el sensor se ubicó en la región del solenoide del LABE donde el campo magnético es aproximadamente homogéneo. Por lo tanto, depende de la inductancia mutua $M_{sol-sensor}$ (Ecuación 3.39). El campo magnético que atraviesa el área transversal del sensor tendrá una magnitud aproximadamente constante e igual a la máxima magnitud de intensidad de campo magnético en el eje del solenoide del LABE. De la Figura 3.4 se obtuvo la máxima magnitud de la relación $\cos \theta_2 - \cos \theta_1$ para el solenoide del LABE. La máxima magnitud de la intensidad de campo magnético que atraviesa el área transversal del sensor $H_{max\,sensor}$ se calcula con la Ecuación 3.32, la cual se deduce a partir de la Ecuación 3.31.

$$H_{max\,sensor} = \left[\frac{N_{sol}}{2l_{sol}} \text{Max}(\cos \theta_2 - \cos \theta_1) \right] I_{fuente}$$

$$H_{max\,sensor} = 453 I_{fuente} \quad [\text{A/m}] \quad \text{Ecuación 3.32}$$

Donde:

I_{fuente} : Corriente que entrega el generador de señales [A].

La máxima magnitud de la densidad de campo magnético en el sensor $B_{max\,sensor}$ se calcula con la Ecuación 3.33, la cual se deduce a partir de la Ecuación 3.30.

$$B_{max\,sensor} = \mu_0 H_{max\,sensor} \quad [\text{T}] \quad \text{Ecuación 3.33}$$

Donde:

μ_0 : Permeabilidad del espacio libre ($\mu_0 = 400\pi\text{nH/m}$).

La magnitud del flujo magnético en el sensor ψ_{sensor} se calcula con la Ecuación 3.34, la cual se deduce a partir de la Ecuación 3.29.

$$\psi_{sensor} = B_{max_{sensor}} A_{sensor} \quad [\text{Wb}] \quad \text{Ecuación 3.34}$$

Donde:

A_{sensor} : Área transversal del sensor tipo solenoide ($A_{sensor} = 2,8\text{mm}^2$).

Finalmente, la inductancia del sensor tipo solenoide L_{sensor} se obtiene a partir de la Ecuación 3.35.

$$L_{sensor} = \frac{N_{sensor} \psi_{sensor}}{I_{fuente}} \quad [\text{H}] \quad \text{Ecuación 3.35}$$

Donde:

N_{sensor} : Número de espiras del sensor tipo solenoide ($N_{sensor} = 100$).

Reemplazando la Ecuación 3.32 a la Ecuación 3.34 en la Ecuación 3.35, se obtiene un valor de inductancia L_{sensor} igual a $161\mu\text{H}$.

A partir de los resultados obtenidos con el método de simulación de cargas, se obtuvo un valor de capacidad entre dos espiras del sensor de $30,2\text{pF}$. Adicionalmente, se calculó la capacidad equivalente debida a todas las espiras adyacentes a una espira de referencia y se concluyó que dicha capacidad es despreciable.

Ahora, para calcular la capacidad equivalente entre espiras del sensor, se observó que hay 99 capacidades en serie, debidas a las 100 espiras del sensor, Por lo tanto, la capacidad equivalente entre espiras del sensor C_{sensor} se obtuvo con la Ecuación 3.18.

$$C_{sensor} = \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \dots + \frac{1}{C_{99}}} = 305 \times 10^{-15} \text{ F} \quad \text{Ecuación 3.36}$$

La resistencia del sensor tipo solenoide se calcula a partir de la Ecuación 3.6 hasta la Ecuación 3.9. La Tabla 3.7 muestra los valores de resistencia del sensor en función de la frecuencia. La longitud total del alambre del sensor es $15,3\text{m}$.

Tabla 3.7 Resistencia del alambre del sensor tipo solenoide en función de la frecuencia

f [Hz]	δ [m]	r_w/δ	R_{Lf} [Ω/m]	R_{Hf} [Ω/m]	R_{sensor} [Ω]
10	$20,9 \times 10^{-3}$	$7,2 \times 10^{-3}$	$244,0 \times 10^{-3}$	-	4,6
100	$6,6 \times 10^{-3}$	$22,7 \times 10^{-3}$	$244,0 \times 10^{-3}$	-	4,6
1×10^3	$2,1 \times 10^{-3}$	$71,8 \times 10^{-3}$	$244,0 \times 10^{-3}$	-	4,6
10×10^3	$661,0 \times 10^{-6}$	$227,0 \times 10^{-3}$	$244,0 \times 10^{-3}$	-	4,6
100×10^3	$209,0 \times 10^{-6}$	$718,0 \times 10^{-3}$	$244,0 \times 10^{-3}$	-	4,6
1×10^6	$66,1 \times 10^{-6}$	2,3	-	$277,0 \times 10^{-3}$	5,2

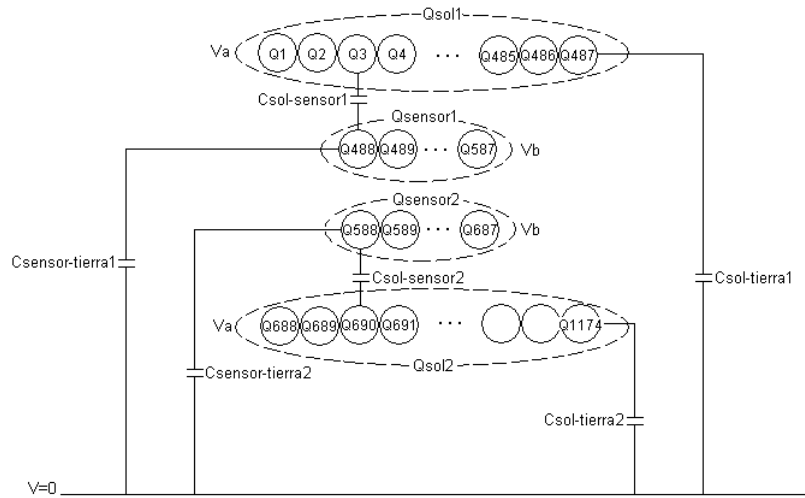
e. Capacidades parásitas $C_{sol-sensor}$, $C_{sol-tierra}$, y $C_{sensor-tierra}$

A partir de los resultados obtenidos con el método de simulación de cargas, se calcularon las capacidades $C_{sol-sensor}$, $C_{sol-tierra}$, y $C_{sensor-tierra}$. Con las cargas calculadas Q_1 a Q_{1174} , correspondientes a cada una de las espiras del solenoide y el sensor, se obtuvo cada una de las capacidades parásitas, mediante la Ecuación 3.37¹³. El esquema general de las capacidades parásitas se muestra en la Figura 3.13.

$$C = \frac{Q}{V} = \frac{\epsilon \oint_S E \cdot dS}{\int_l E \cdot dl} \quad [F] \quad \text{Ecuación 3.37}$$

¹³ M. Sadiku, "Elements of electromagnetics" 3rd Edition. Oxford University Press, 2003. p224.

Figura 3.13 Esquema general de capacidades parásitas en el arreglo solenoide-sensor



En primer lugar, se calcularon las capacidades $C_{sol-tierra}$ y $C_{sol-sensor}$. Para esto, se consideró que el potencial V_a es igual a 1V y el potencial V_b es igual a cero. Por consiguiente, al no existir diferencia de potencial entre el sensor y la tierra, la capacidad $C_{sensor-tierra}$ es igual a cero. Los cálculos detallados se muestran en el Anexo 1.

a. Capacidad $C_{sol-tierra}$

La capacidad $C_{sol-tierra}$ se calcula sumando las capacidades $C_{sol-tierra1}$ y $C_{sol-tierra2}$, que están conectadas en paralelo. A partir del método de simulación de cargas se obtuvieron los siguientes valores de capacidad:

- $C_{sol-tierra1} = 22,05\text{pF}$.
- $C_{sol-tierra2} = 31,05\text{pF}$.
- $C_{sol-tierra} = C_{sol-tierra1} + C_{sol-tierra2} = 53,1\text{pF}$.

b. Capacidad $C_{sol-sensorA}$:

La capacidad $C_{sol-sensorA}$ se calcula sumando las capacidades $C_{sol-sensor1}$ y $C_{sol-sensor2}$, que están conectadas en paralelo. A partir del método de simulación de cargas se obtuvieron los siguientes valores de capacidad:

- $C_{sol-sensor1} = 9,5\text{pF}$.
- $C_{sol-sensor2} = 9,47\text{pF}$.
- $C_{sol-sensorA} = C_{sol-sensor1} + C_{sol-sensor2} = 18,96\text{pF}$.

En segundo lugar, se calculó la capacidad $C_{sensor-tierra}$. Para esto, se consideró que el potencial V_a es igual a cero y el potencial V_b es igual a 1V. Por consiguiente, al no existir diferencia de potencial entre el solenoide y la tierra, la capacidad $C_{sol-tierra}$ es igual a cero. Los cálculos detallados se muestran en el Anexo 1.

a. Capacidad $C_{sensor-tierra}$:

La capacidad $C_{sensor-tierra}$ se calcula sumando las capacidades $C_{sensor-tierra1}$ y $C_{sensor-tierra2}$, que están conectadas en paralelo. A partir del método de simulación de cargas se obtuvieron los siguientes valores de capacidad:

- $C_{sensor-tierra1} = 10,22\text{pF}$.
- $C_{sensor-tierra2} = 10,22\text{pF}$.
- $C_{sensor-tierra} = C_{sensor-tierra1} + C_{sensor-tierra2} = 20,44\text{pF}$.

b. Capacidad $C_{sol-sensorB}$:

La capacidad $C_{sol-sensorB}$ se calcula sumando las capacidades $C_{sol-sensor1}$ y $C_{sol-sensor2}$, que están conectadas en paralelo. A partir del método de simulación de cargas se obtuvieron los siguientes valores de capacidad:

- $C_{sol-sensor1} = 9,64\text{pF}$.
- $C_{sol-sensor2} = 9,35\text{pF}$.
- $C_{sol-sensorB} = C_{sol-sensor1} + C_{sol-sensor2} = 19\text{pF}$.

c. Capacidad $C_{sol-sensor}$ Total:

La capacidad $C_{sol-sensor}$ total se calcula sumando las capacidades $C_{sol-sensorA}$ y $C_{sol-sensorB}$, que están conectadas en paralelo. Por lo tanto, la capacidad total $C_{sol-sensor} = C_{sol-sensorA} + C_{sol-sensorB} = 37,95\text{pF}$.

Finalmente, se calculó la magnitud de todas las impedancias asociadas a las capacidades parásitas del arreglo solenoide-sensor, mediante la Ecuación 3.19. La Tabla 3.8 muestra la magnitud de las impedancias asociadas a las capacidades parásitas del arreglo solenoide-sensor, en función de la frecuencia.

Tabla 3.8 Magnitud de las impedancias asociadas a las capacidades parásitas del arreglo solenoide-sensor

f [Hz]	$Z_{C_{sol}}$ [Ω]	$Z_{C_{sensor}}$ [Ω]	$Z_{C_{sol-sensor}}$ [Ω]	$Z_{C_{sol-tierra}}$ [Ω]	$Z_{C_{sensor-tierra}}$ [Ω]
10	$256,0 \times 10^9$	$52,2 \times 10^9$	$419,0 \times 10^6$	$300,0 \times 10^6$	$779,0 \times 10^6$
100	$25,6 \times 10^9$	$5,2 \times 10^9$	$41,9 \times 10^6$	$30,0 \times 10^6$	$77,9 \times 10^6$
1×10^3	$2,6 \times 10^9$	522×10^6	$4,2 \times 10^6$	$3,0 \times 10^6$	$7,8 \times 10^6$
10×10^3	$256,0 \times 10^6$	$52,2 \times 10^6$	$419,0 \times 10^3$	$300,0 \times 10^3$	$779,0 \times 10^3$
100×10^3	$25,6 \times 10^6$	$5,2 \times 10^6$	$41,9 \times 10^3$	$30,0 \times 10^3$	$77,9 \times 10^3$
1×10^6	$2,6 \times 10^6$	522×10^3	$4,2 \times 10^3$	$3,0 \times 10^3$	$7,8 \times 10^3$

En la Tabla 3.8 se aprecia que las impedancias asociadas a las capacidades parásitas propias del solenoide del LABE y el sensor, en función de la frecuencia, es del orden de los $M\Omega$, excepto en la frecuencia de 1MHz, donde la impedancia $Z_{C_{sensor}}$ permite que parte de la corriente que debe circular por las espiras del sensor, circule por la impedancia debida a las capacidades parásitas $Z_{C_{sensor}}$. Por lo tanto, para reducir la capacidad parásita entre el solenoide del LABE y el sensor de campo magnético, se decidió analizar el sistema de medida de campo magnético, ubicando un sensor con la misma área transversal, pero con una sola espira. Los parámetros del modelo del sensor de campo magnético con una sola espira se muestran a continuación:

- Inductancia del sensor de una espira

La inductancia del sensor de campo magnético de una espira L_{sensor} , se calcula con la Ecuación 3.23, dando valores a $L_{lazo} = 153\text{mm}$, que equivale la longitud de la única espira del sensor y $d_{alambre} = 0,3\text{mm}$, que equivale al diámetro del alambre con el cual se construyó el sensor. Aplicando la Ecuación 3.23 se obtuvo una inductancia L_{sensor} de 158nH.

- Resistencia del sensor de una espira

La resistencia del sensor de campo magnético de una espira se calcula a partir de la Ecuación 3.6 a la Ecuación 3.9. La Tabla 3.9 muestra los valores de resistencia del sensor de una espira para la frecuencia 1MHz. La longitud total del alambre del sensor es 15,3mm.

Tabla 3.9 Resistencia del alambre del sensor de una espira para la frecuencia 1MHz

f [Hz]	δ [m]	r_w/δ	R_{Lf} [Ω/m]	R_{Hf} [Ω/m]	R_{sensor} [Ω]
1×10^6	$66,1 \times 10^{-6}$	2,3	0	$277,0 \times 10^{-3}$	$42,4 \times 10^{-3}$

- Capacidad parásita entre espiras del sensor de una espira

Debido a que el sensor está conformado por una sola espira, se puede considerar que no hay capacidad parásita en paralelo con la resistencia R_{sensor} y la inductancia L_{sensor} .

- Capacidad parásita entre el solenoide del LABE y el sensor de una espira

A partir del método de simulación de cargas, aplicado al arreglo formado por el solenoide del LABE y el sensor de una vuelta, se obtuvo una capacidad parasita $C_{sol-sensor} = 21,9\text{pF}$.

La Tabla 3.10 muestra la magnitud de la tensión inducida entre las terminales del sensor de una espira, calculada a partir de la Ecuación 3.25, la Ecuación 3.29, la Ecuación 3.30 y la Ecuación 3.31, donde $N_{sensor} = 1$.

Tabla 3.10 Magnitud de la tensión inducida entre las terminales del sensor de una espira, sin blindaje, para la frecuencia 1MHz

f [Hz]	I_{fuente} [A]	H_0 [A/m]	B [T]	ψ_{sensor} [Wb]	V_{ind} [V]
1×10^6	$62,2 \times 10^{-6}$	$28,1 \times 10^{-3}$	$35,4 \times 10^{-9}$	$100,0 \times 10^{-12}$	$628,0 \times 10^{-6}$

Por otro lado, en la simulación del circuito mostrado en la Figura 3.11 se encontró que circula una corriente de $934 \mu A$ a través de la impedancia asociada a la capacidad parásita entre el solenoide del LABE y el sensor $Z_{C_{sol-sensor}}$, en la frecuencia de 1MHz, con el sensor de una espira. De acuerdo con la Tabla 3.5, la fuente entrega una corriente de $62,2 \mu A$, a la frecuencia de 1MHz. Por lo tanto, para eliminar el acople capacitivo entre el solenoide del LABE y el sensor, se implementó una pantalla metálica, en circuito abierto, conectada a tierra, entre el solenoide del LABE y el sensor. La distancia entre la pantalla y el sensor fue, aproximadamente, de 1cm.

Las capacidades parásitas entre solenoide y pantalla $C_{sol-pant}$, y entre pantalla y sensor $C_{pant-sensor}$, se calcularon con el método de simulación de cargas. Los valores obtenidos fueron $C_{sol-pant} = 15,5 pF$ y $C_{pant-sensor} = 11,3 pF$.

f. Coeficiente de acoplamiento magnético entre el solenoide del LABE y sensor de campo magnético

En el programa PSPICE se simuló la interacción entre el solenoide del LABE y el sensor de campo magnético mediante un transformador con núcleo de aire. Las inductancias propias del solenoide del LABE y el sensor de campo magnético son L_{sol} y L_{sensor} , respectivamente. El coeficiente de acoplamiento $k_{sol-sensor}$ entre el solenoide del LABE y el sensor de campo magnético se calcula, a partir de la teoría de circuitos eléctricos¹⁴, con la Ecuación 3.38.

$$k_{sol-sensor} = \frac{M_{sensor-sol}}{\sqrt{L_{sol}L_{sensor}}} \quad \text{Ecuación 3.38}$$

¹⁴ D. Johnson, J. Johnson, J. Hilburn y P. Scott, "Electric circuit analysis" 3rd Edition. Prentice-Hall, 1997. p610-615.

Donde:

$M_{sensor-sol}$: Inductancia mutua entre el sensor de campo magnético y el solenoide del LABE [H].

L_{sol} : Inductancia del solenoide del LABE ($L_{sol} = 25,6mH$).

L_{sensor} : Inductancia del sensor de campo magnético (Tipo solenoide: $L_{sensor} = 106\mu H$. Una espira: $L_{sensor} = 158nH$).

La inductancia mutua entre el solenoide del LABE y el sensor de campo magnético $M_{sensor-sol}$ se calcula, a partir de la teoría electromagnética, con la Ecuación 3.39.

$$M_{sensor-sol} = \frac{N_{sensor}\psi_{sensor}}{I_{fuente}} \quad [H] \quad \text{Ecuación 3.39}$$

Donde:

N_{sensor} : Número de espiras del sensor (Tipo solenoide: $N_{sensor} = 100$, una espira: $N_{sensor} = 1$).

ψ_{sensor} : Flujo magnético del sensor (Tipo solenoide: Ver Tabla 3.6, una espira: Ver Tabla 3.10) [Wb].

I_{fuente} : Corriente que entrega el generador de señales (Tabla 3.5) [A].

La Tabla 3.11 muestra los valores de inductancia mutua $M_{sensor-sol}$ y coeficiente de acoplamiento k en el rango de frecuencias 10Hz–100kHz, calculados con la Ecuación 3.38 y la Ecuación 3.39, para el sensor de campo magnético tipo solenoide.

Tabla 3.11 Inductancia mutua y coeficiente de acoplamiento entre sensor de campo magnético tipo solenoide y el solenoide del LABE en función de la frecuencia

f [Hz]	I_{fuente} [A]	ψ_{sensor} [Wb]	$M_{sensor-sol}$ [H]	$k_{sol-sensor}$
10	$100,0 \times 10^{-3}$	$161,0 \times 10^{-9}$	$161,0 \times 10^{-6}$	$79,3 \times 10^{-3}$
100	$100,0 \times 10^{-3}$	$161,0 \times 10^{-9}$	$161,0 \times 10^{-6}$	$79,3 \times 10^{-3}$
1×10^3	$62,1 \times 10^{-3}$	$99,8 \times 10^{-9}$	$161,0 \times 10^{-6}$	$79,3 \times 10^{-3}$
10×10^3	$6,2 \times 10^{-3}$	$10,0 \times 10^{-9}$	$161,0 \times 10^{-6}$	$79,3 \times 10^{-3}$
100×10^3	$622,0 \times 10^{-6}$	$1,0 \times 10^{-9}$	$161,0 \times 10^{-6}$	$79,3 \times 10^{-3}$

La Tabla 3.12 muestra el valor de inductancia mutua $M_{\text{sensor-sol}}$ y coeficiente de acoplamiento $k_{\text{sol-sensor}}$ para la frecuencia 1MHz, calculados con la Ecuación 3.38 y la Ecuación 3.39, para el sensor de campo magnético de una espira.

Tabla 3.12 Inductancia mutua y coeficiente de acoplamiento entre sensor de campo magnético de una espira y el solenoide del LABE, para la frecuencia 1MHz

f [Hz]	I_{fuente} [A]	ψ_{sensor} [Wb]	$M_{\text{sensor-sol}}$ [H]	$k_{\text{sol-sensor}}$
1×10^6	$62,2 \times 10^{-6}$	$100,0 \times 10^{-12}$	$1,6 \times 10^{-6}$	$25,3 \times 10^{-3}$

g. Resistencias $R_{\text{sol-sensor}}$, $R_{\text{sol-tierra}}$ y $R_{\text{sensor-tierra}}$

En el programa PSPICE, es necesario agregar al modelo las resistencias $R_{\text{sol-sensor}}$, $R_{\text{sol-tierra}}$ y $R_{\text{sensor-tierra}}$, para evitar que queden nodos flotantes donde se conectaron las capacidades $C_{\text{sol-sensor}}$, $C_{\text{sol-tierra}}$ y $C_{\text{sensor-tierra}}$. Se escogió un valor de $1\text{G}\Omega$ para las resistencias $R_{\text{sol-sensor}}$, $R_{\text{sol-tierra}}$ y $R_{\text{sensor-tierra}}$, considerando que estas se comportan como circuito abierto.

h. Modelo del osciloscopio

El osciloscopio, tiene un modelo formado por una resistencia R_{osc} de $1\text{M}\Omega$, en paralelo a una capacidad C_{osc} de 20pF . Este modelo se garantiza hasta una frecuencia de 20MHz . La hoja de características del osciloscopio se muestra en el Anexo 2.

i. Tensión inducida entre las terminales del sensor tipo solenoide, simulada con el programa PSPICE

Los resultados de las simulaciones realizadas en el programa PSPICE se muestran en el Anexo 1. La Tabla 3.13 muestra la comparación entre la magnitud de las tensiones inducidas entre las terminales del sensor tipo solenoide, simulada con el programa PSPICE y calculadas, dadas en la Tabla 3.6.

Tabla 3.13 Magnitud de la tensión inducida entre las terminales del sensor tipo solenoide, sin blindaje, en función de la frecuencia

f [Hz]	$V_{ind-simulada}$ [V]	$V_{ind-calculada}$ [V]
10	$952,6 \times 10^{-6}$	$1,0 \times 10^{-3}$
100	$9,4 \times 10^{-3}$	$10,1 \times 10^{-3}$
1×10^3	$59,0 \times 10^{-3}$	$62,7 \times 10^{-3}$
10×10^3	$62,1 \times 10^{-3}$	$62,8 \times 10^{-3}$
100×10^3	$56,4 \times 10^{-3}$	$62,8 \times 10^{-3}$
$*1 \times 10^6$	$625,4 \times 10^{-6}$	$628,0 \times 10^{-6}$

*En la frecuencia de 1MHz, los valores simulado y calculado de tensión inducida corresponden al sensor de una vuelta

En la Tabla 3.13 se puede observar que no hay diferencias apreciables entre los valores calculados y simulados de tensión inducida. Por lo tanto, se tomaron como valores teóricos para este estudio, los valores calculados de tensión inducida.

3.4 CÁLCULO DE LA TENSIÓN INDUCIDA ENTRE LAS TERMINALES DEL SENSOR DE CAMPO MAGNÉTICO CON BLINDAJE

Para comprobar la efectividad de blindaje que brindan los materiales metálicos no magnéticos y magnéticos, se construyeron blindajes cúbicos con dimensiones 10cm x 10cm x 10cm. Se construyeron dos juegos de tres (3) blindajes en aluminio y tres (3) blindajes en hierro “cold-rolled” con tres espesores de pared: 0,5mm, 1mm y 1,5mm. Un juego de blindajes fue ajustado con tornillos y otro juego fue sellado con soldadura, para comparar la efectividad de blindaje entre blindajes parcialmente sellados y blindajes totalmente sellados. En la Figura 3.14 se muestran los blindajes construidos en aluminio y hierro.

Figura 3.14 Blindajes de aluminio y hierro



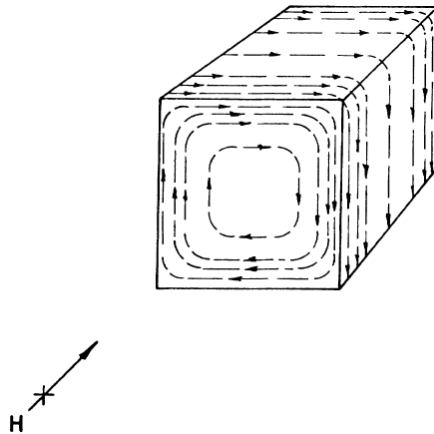
En el interior de los blindajes mostrados en la Figura 3.14 se ubicaron sensores de campo magnético, iguales a los descritos en los numerales 2.2.1 y 2.2.2.1.e.

Para calcular la tensión inducida entre las terminales del sensor dentro del blindaje, se debe considerar la efectividad de blindaje que proporcionan los materiales con los cuales fueron construidos los blindajes (ver Ecuación 2.2), en función de la frecuencia y el espesor de las paredes. Para obtener un cálculo teórico sobre la efectividad de blindaje, se construyó un modelo de circuitos eléctricos. El desarrollo detallado del modelo se muestra a continuación, en el numeral 3.4.1.

3.4.1 Modelo de circuitos eléctricos de la efectividad de blindaje de blindajes metálicos no magnéticos

Un blindaje metálico se puede considerar como un lazo en corto circuito, por el cual fluye la corriente debida a un campo magnético incidente, como se muestra en la Figura 3.15.

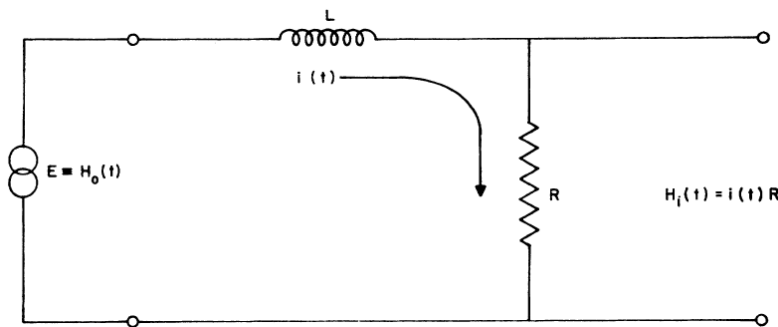
Figura 3.15 Distribución de las corrientes debidas a un campo magnético incidente H, en un blindaje considerado como un lazo en corto circuito



Fuente: D. Miller y J. Bridges, "Review of Circuit Approach to Calculate Shielding Effectiveness", IEEE transactions on electromagnetic compatibility, Vol. 10, No. 1, 1968. p54.

Miller¹⁵ propone el modelo de efectividad de blindaje, para blindajes de material metálico, que se muestra en la Figura 3.16.

Figura 3.16 Modelo de efectividad de blindaje, propuesto por Miller



Fuente: D. Miller y J. Bridges, "Review of Circuit Approach to Calculate Shielding Effectiveness", IEEE transactions on electromagnetic compatibility, Vol. 10, No. 1, 1968. p58.

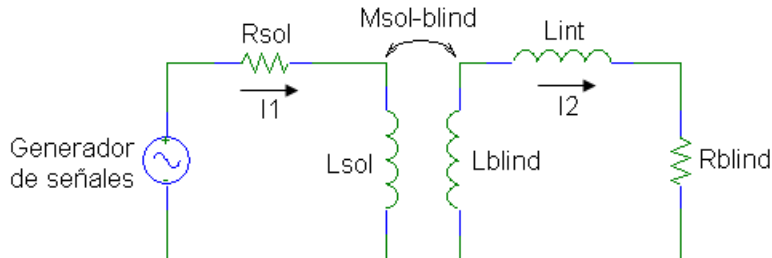
Con el fin de obtener un modelo de efectividad de blindaje, similar al propuesto por Miller, para los blindajes cúbicos de aluminio objeto de este estudio, se construyó un modelo de circuitos, a partir de la teorías de circuitos eléctricos acoplados magnéticamente¹⁶ y electromagnética.

¹⁵ D. Miller y J. Bridges, "Review of Circuit Approach to Calculate Shielding Effectiveness", IEEE transactions on electromagnetic compatibility, Vol. 10, No. 1, 1968. p58.

¹⁶ C. Alexander y M. Sadiku. "Fundamentals of electric circuits", 2nd Edition. McGraw-Hill, 2004. p528-535.

De la teoría de circuitos eléctricos acoplados magnéticamente, el circuito equivalente del acoplamiento entre la fuente de interferencia, formada por el generador de señales más el solenoide del LABE, y el blindaje, puede representarse como se muestra en la Figura 3.17:

Figura 3.17 Circuito equivalente del acoplamiento entre la fuente de interferencia y el blindaje



Donde:

R_{sol} : Resistencia del alambre del solenoide del LABE [Ω].

L_{sol} : Inductancia del solenoide del LABE [H].

L_{blind} : Inductancia externa del blindaje [H].

L_{int} : Inductancia interna del blindaje [H].

R_{blind} : Resistencia del blindaje [Ω].

La inductancia interna del blindaje L_{int} puede despreciarse, porque siempre será muy pequeña con respecto a la inductancia externa del blindaje. Ahora, aplicando la ley de voltajes de Kirchhoff en el circuito del blindaje (derecha del circuito equivalente mostrado en la Figura 3.17, se obtiene la Ecuación 3.40.

$$R_{blind}I_2 + j\omega L_{blind}I_2 = j\omega M_{sol-blind}I_1 \quad \text{Ecuación 3.40}$$

Despejando la corriente I_2 , se obtiene la Ecuación 3.41.

$$I_2 = \frac{j\omega M_{sol-blind}I_1}{R_{blind} + j\omega L_{blind}} \quad \text{Ecuación 3.41}$$

En la Ecuación 2.2, se definió la efectividad del blindaje, en función de la intensidad de campo magnético H . Si se expresa la efectividad de blindaje en función de la densidad de campo magnético B , la Ecuación 2.2 se puede expresar como se muestra en la Ecuación 3.42.

$$S = 20 \log \left| \frac{B_0}{B_1} \right| \quad [\text{dB}] \quad \text{Ecuación 3.42}$$

Donde:

B_0 : Magnitud de la densidad de campo magnético, sin blindaje.

B_1 : Magnitud de la densidad de campo magnético, con blindaje.

El campo magnético B_1 se puede expresar como el campo magnético sin blindaje B_0 , menos el campo magnético B_{blind} , debido a la corriente que circula a través del blindaje I_2 , como se muestra en la Ecuación 3.43.

$$B_1 = B_0 - B_{blind} \quad \text{Ecuación 3.43}$$

Reemplazando la Ecuación 3.43 en la Ecuación 3.42, se obtiene una nueva expresión para la efectividad de blindaje, en función de B_0 y B_{blind} (Ecuación 3.44).

$$S = 20 \log \left| \frac{B_0}{B_0 - B_{blind}} \right| = 20 \log \left| \frac{1}{1 - \frac{B_{blind}}{B_0}} \right| \quad \text{Ecuación 3.44}$$

B_{blind} y B_0 se pueden expresar como función de las corrientes I_2 e I_1 , y de la geometría y características magnéticas del medio donde se propaga el campo magnético, como se muestra en la Ecuación 3.45 y Ecuación 3.46.

$$B_{blind} = K_1 I_2 \quad \text{Ecuación 3.45}$$

$$B_0 = K_2 I_1 \quad \text{Ecuación 3.46}$$

Donde:

K_1 : Constante geométrica del blindaje.

K_2 : Constante geométrica del solenoide del LABE.

Reemplazando la Ecuación 3.41 en la Ecuación 3.45, se obtiene la Ecuación 3.47.

$$B_{blind} = K_1 \frac{j\omega M_{sol-blind} I_1}{R_{blind} + j\omega L_{blind}} \quad \text{Ecuación 3.47}$$

Reemplazando la Ecuación 3.46 y la Ecuación 3.47 en la Ecuación 3.44, se obtiene la Ecuación 3.48.

$$S = 20 \log \left| \frac{K_2 I_1 (R_{blind} + j\omega L_{blind})}{K_2 I_1 R_{blind} + K_2 I_1 j\omega L_{blind} - K_1 I_1 j\omega M_{sol-blind}} \right| \quad \text{Ecuación 3.48}$$

Ahora, los flujos ligados por el blindaje $\varphi_{blind-I_1}$, debido a la corriente I_1 , y $\varphi_{blind-I_2}$, debido a la corriente I_2 , se obtienen con la Ecuación 3.49 y la Ecuación 3.50, reemplazando en ellas apropiadamente la Ecuación 3.45 y la Ecuación 3.46.

$$\varphi_{blind-I_1} = B_0 A_{blind} = K_2 I_1 A_{blind} \quad \text{Ecuación 3.49}$$

$$\varphi_{blind-I_2} = B_{blind} A_{blind} = K_1 I_2 A_{blind} \quad \text{Ecuación 3.50}$$

Donde:

A_{blind} : Área transversal del lazo formado por las caras del blindaje.

Realizando el cociente de la Ecuación 3.49 y la Ecuación 3.50, se obtiene la Ecuación 3.51.

$$\frac{\varphi_{blind-I_1}}{\varphi_{blind-I_2}} = \frac{K_2 I_1}{K_1 I_2} \quad \text{Ecuación 3.51}$$

Reorganizando la Ecuación 3.51, se obtiene la expresión para calcular la inductancia mutua entre el solenoide del LABE y el blindaje, como se muestra en la Ecuación 3.52.

$$\frac{\varphi_{blind-I_1}}{I_1} = \frac{\varphi_{blind-I_2}}{I_2} \frac{K_2}{K_1}$$

$$M_{sol-blind} = L_{blind} \frac{K_2}{K_1} \quad \text{Ecuación 3.52}$$

Reemplazando la Ecuación 3.52 en la Ecuación 3.48, los términos del denominador de la Ecuación 3.48, $K_2 I_1 j\omega L_{blind}$ y $K_1 I_1 j\omega M_{sol-blind}$, se anulan. Por lo tanto, se obtiene una expresión de efectividad de blindaje, en función de R_{blind} y L_{blind} , como se muestra en la Ecuación 3.53.

$$S = 20 \log \left| \frac{R_{blind} + j\omega L_{blind}}{R_{blind}} \right| \quad \text{Ecuación 3.53}$$

El circuito equivalente del blindaje se obtiene a partir de la expresión de la Ecuación 3.53, en por unidad, como se muestra en la Ecuación 3.54.

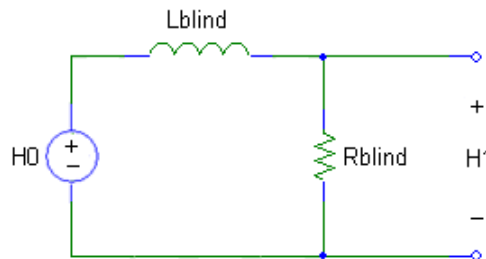
$$S_{p.u.} = \frac{R_{blind} + j\omega L_{blind}}{R_{blind}} = \frac{H_0}{H_1} \quad \text{Ecuación 3.54}$$

Despejando H_1 de la Ecuación 3.54, se obtiene la Ecuación 3.55.

$$H_1 = H_0 \frac{R_{blind}}{R_{blind} + j\omega L_{blind}} \quad [\text{A/m}] \quad \text{Ecuación 3.55}$$

La Ecuación 3.55 es la representación de un divisor de tensión, en un circuito magnético. Por lo tanto, el circuito equivalente de la efectividad de blindaje, para blindajes metálicos, se puede expresar como se muestra en la Figura 3.18. Este modelo concuerda con el modelo propuesto por Miller, que se mostró en la Figura 3.16.

Figura 3.18 Circuito equivalente de la efectividad de blindaje, para blindajes metálicos



A continuación se muestran los cálculos teóricos para obtener la resistencia R_{blind} y la inductancia L_{blind} de los blindajes de aluminio.

3.4.1.1 Cálculo de la resistencia eléctrica del blindaje (R_{blind})

La resistencia eléctrica se define como la relación entre la diferencia de potencial V entre dos terminales de un elemento conductor y la corriente I que atraviesa dicho elemento¹⁷. La ecuación general de dicha relación se muestra en la Ecuación 3.56.

$$R = \frac{V}{I} = \frac{\int_l \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l}}{\int_S \mathbf{J} \cdot d\mathbf{S}} \quad [\Omega] \quad \text{Ecuación 3.56}$$

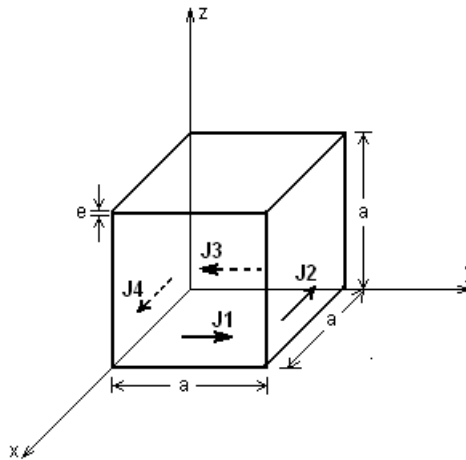
Donde:

\mathbf{E} : Intensidad de campo eléctrico entre las terminales del elemento conductor [V/m].

\mathbf{J} : Densidad de corriente a través del elemento conductor [A/m^2].

Para calcular la resistencia del blindaje cubico de aluminio, se eligieron coordenadas rectangulares y se ubicó el cubo que representa al blindaje en el origen del sistema de coordenadas, como se muestra en la Figura 3.19.

Figura 3.19 Ubicación del blindaje en el sistema de coordenadas rectangulares



La densidad de corriente \mathbf{J} es la corriente, por unidad de área, que hay en cada cara del cubo.

La resistencia del cubo se calculó en dos partes: La primera, teniendo en cuenta la corriente que circula por las cuatro caras adyacentes del cubo (J_1 , J_2 , J_3 y J_4) y despreciando la corriente

¹⁷ M. Sadiku, "Elements of electromagnetics", 3rd Edition. Oxford University Press, 2003. p167.

que circula por las dos caras que se encuentran perpendiculares al campo magnético incidente. Estas dos caras se denominarán, de aquí en adelante, como tapas. La segunda, teniendo en cuenta la corriente que circula dentro de las tapas del cubo, que tendrá la misma dirección de la corriente que circula por las caras adyacentes.

a. Resistencia de las caras adyacentes del cubo (R_{caras})

La densidad de corriente \mathbf{J} se calcula con la Ecuación 3.57¹⁸.

$$\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E} \quad [\text{A/m}^2] \quad \text{Ecuación 3.57}$$

Donde:

σ : Conductividad del material de las paredes del cubo [S/m].

En el caso de los blindajes cúbicos, la densidad de corriente es superficial. Por lo tanto, para cada una de las caras, la densidad de corriente se calcula con la Ecuación 3.58.

$$\begin{aligned} \mathbf{J}_1 &= K \mathbf{a}_y \\ \mathbf{J}_2 &= K(-\mathbf{a}_x) \\ \mathbf{J}_3 &= K(-\mathbf{a}_y) \\ \mathbf{J}_4 &= K \mathbf{a}_x \end{aligned} \quad [\text{A/m}^2] \quad \text{Ecuación 3.58}$$

Entonces, la corriente de cada cara, que circulará a través del área formada por la longitud de la cara y el espesor de la pared se calcula, reemplazando la Ecuación 3.58 en el denominador de la Ecuación 3.56. Los resultados se muestran en la Ecuación 3.59.

$$\begin{aligned} I_1 &= \int_S K \mathbf{a}_y \cdot dydz \mathbf{a}_y = K \int_S dydz = Kae \\ I_2 &= \int_S K(-\mathbf{a}_x) \cdot dx dz (-\mathbf{a}_x) = K \int_S dx dz = Kae \end{aligned} \quad [\text{A}] \quad \text{Ecuación 3.59}$$

¹⁸ M. Sadiku, "Elements of electromagnetics" 3rd Edition. Oxford University Press, 2003. p164.

$$I_3 = \int_S K(-\mathbf{a}_y) \cdot dydz(-\mathbf{a}_y) = K \int_S dydz = Kae$$

$$I_4 = \int_S K\mathbf{a}_x \cdot dx dz \mathbf{a}_x = K \int_S dx dz = Kae$$

Posteriormente, se calcula la diferencia de potencial en cada cara del cubo. De la Ecuación 3.57, se despeja la intensidad de campo eléctrico (Ecuación 3.60).

$$\mathbf{E} = \frac{\mathbf{J}}{\sigma} = \rho \mathbf{J} \quad [\text{V/m}] \quad \text{Ecuación 3.60}$$

Donde:

ρ : Resistividad del material de las paredes del cubo [Ωm].

Reemplazando la Ecuación 3.58 en la Ecuación 3.60, se obtiene la intensidad de campo eléctrico de cada cara del cubo (Ecuación 3.61).

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_1 &= \rho K \mathbf{a}_y \\ \mathbf{E}_2 &= \rho K (-\mathbf{a}_x) \\ \mathbf{E}_3 &= \rho K (-\mathbf{a}_y) \\ \mathbf{E}_4 &= \rho K \mathbf{a}_x \end{aligned} \quad [\text{V/m}] \quad \text{Ecuación 3.61}$$

Entonces, reemplazando la Ecuación 3.61 en el numerador de la Ecuación 3.56, se obtiene la diferencia de potencial en cada cara del cubo, como se muestra en la Ecuación 3.62.

$$\begin{aligned} V_1 &= \int_l \rho K \mathbf{a}_y \cdot dy \mathbf{a}_y = \rho K \int_l dy = \rho K a \\ V_2 &= \int_l \rho K (-\mathbf{a}_x) \cdot dx (-\mathbf{a}_x) = \rho K \int_l dx = \rho K a \\ V_3 &= \int_l \rho K (-\mathbf{a}_y) \cdot dy (-\mathbf{a}_y) = \rho K \int_l dy = \rho K a \\ V_4 &= \int_l \rho K \mathbf{a}_x \cdot dx \mathbf{a}_x = \rho K \int_l dx = \rho K a \end{aligned} \quad [\text{V}] \quad \text{Ecuación 3.62}$$

Ahora, reemplazando la Ecuación 3.59 y la Ecuación 3.62 en la Ecuación 3.56, se obtiene el valor de la resistencia de cada una de las caras del cubo, sin tener en cuenta el efecto piel, como se muestra en la Ecuación 3.63.

$$\begin{aligned}
 R_1 &= \frac{\rho K a}{K a e} = \frac{\rho}{e} \\
 R_2 &= \frac{\rho K a}{K a e} = \frac{\rho}{e} \\
 R_3 &= \frac{\rho K a}{K a e} = \frac{\rho}{e} \\
 R_4 &= \frac{\rho K a}{K a e} = \frac{\rho}{e}
 \end{aligned}
 \quad [\Omega] \quad \text{Ecuación 3.63}$$

Por lo tanto, se comprueba que la Ecuación 3.63 cumple la expresión general de resistencia eléctrica, que se muestra en la Ecuación 3.64.

$$R = \frac{\rho l}{S} = \frac{l}{\sigma S} \quad [\Omega] \quad \text{Ecuación 3.64}$$

Donde:

l: Longitud del elemento resistivo.

S: Área que es atravesada por la corriente.

Finalmente, el valor de la resistencia del blindaje cúbico R_{LF} , sin tener en cuenta el efecto piel, se obtiene con la Ecuación 3.65.

$$R_{LF-caras} = R_1 + R_2 + R_3 + R_4 = \frac{4\rho}{e} = \frac{4}{\sigma e} \quad [\Omega] \quad \text{Ecuación 3.65}$$

Si se reemplaza el valor de conductividad del material del blindaje (Aluminio¹⁹: $\sigma = 3,5 \times 10^7$ S/m) y los tres espesores del estudio ($e = 0,5$ mm, $e = 1$ mm y $e = 1,5$ mm) en la Ecuación 3.65, se obtiene el valor de la resistencia de los blindajes de aluminio, sin tener en cuenta el efecto piel (Tabla 3.14).

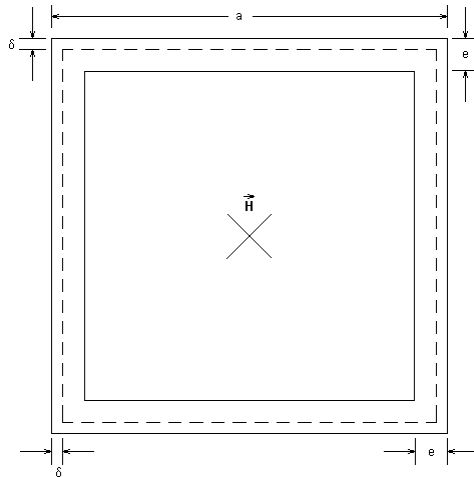
¹⁹ M. Sadiku, "Elements of electromagnetics" 3rd Edition. Oxford University Press, 2003. p737.

Tabla 3.14 Resistencia eléctrica de las caras de los blindajes de aluminio, sin tener en cuenta el efecto piel, para cada uno de los espesores de estudio

Espesor [mm]	$R_{LF-caras}$ [Ω]
0,5	$229,0 \times 10^{-6}$
1	$114,0 \times 10^{-6}$
1,5	$76,2 \times 10^{-6}$

Para considerar el efecto piel, se debe obtener la profundidad de penetración del aluminio, con el propósito de calcular el área de cada cara del cubo que será atravesada por la corriente. En la Figura 3.20 se muestra un corte del cubo, visto desde la pared perpendicular al campo magnético incidente, donde se ilustran la profundidad de penetración del material δ , longitud de las caras a y espesor de la cara e .

Figura 3.20 Corte del cubo, visto desde la cara perpendicular al campo magnético incidente



A partir de la Ecuación 3.64, se puede calcular la resistencia eléctrica de una cara del cubo en alta frecuencia $R_{HF-1cara}$, como se muestra en la Ecuación 3.66.

$$R_{HF-1cara} = \frac{\rho l}{S} = \frac{\rho a}{a\delta} = \frac{\rho}{\delta} \quad [\Omega] \quad \text{Ecuación 3.66}$$

La resistencia total de las cuatro caras del cubo, se calcula con la Ecuación 3.67.

$$R_{HF-caras} = 4R_{HF-1cara} = \frac{4\rho}{\delta} = \frac{4}{\sigma\delta} \quad [\Omega] \quad \text{Ecuación 3.67}$$

La profundidad de penetración del aluminio, para cada una de las frecuencias de estudio, se calcula con la Ecuación 3.7. La Tabla 3.15 muestra la profundidad de penetración del aluminio, en función de la frecuencia.

Tabla 3.15 Profundidad de penetración del aluminio, en función de la frecuencia

f [Hz]	δ [m]
10	$26,9 \times 10^{-3}$
100	$8,5 \times 10^{-3}$
1×10^3	$2,7 \times 10^{-3}$
10×10^3	$851,0 \times 10^{-6}$
100×10^3	$269,0 \times 10^{-6}$
1×10^6	$85,1 \times 10^{-6}$

En la Tabla 3.15 se puede observar que, para el espesor de 0,5mm, solamente hay influencia del efecto piel en la frecuencia de 1MHz. Por otro lado, en los espesores de 1mm y 1,5mm, la influencia del efecto piel es importante en las frecuencias de 100kHz y 1MHz. Finalmente, en la Tabla 3.16, Tabla 3.17 y Tabla 3.18 se muestran los valores de resistencia eléctrica de las caras de los blindajes cúbicos de aluminio, en función de la frecuencia y espesor de las caras.

Tabla 3.16 Resistencia eléctrica de las caras del blindaje cúbico de aluminio, con espesor de 0,5mm, en función de la frecuencia

f [Hz]	$R_{Lf-caras}$ [Ω]	$R_{Hf-caras}$ [Ω]	R_{caras} [Ω]
10	$229,0 \times 10^{-6}$	-	$229,0 \times 10^{-6}$
100	$229,0 \times 10^{-6}$	-	$229,0 \times 10^{-6}$
1×10^3	$229,0 \times 10^{-6}$	-	$229,0 \times 10^{-6}$
10×10^3	$229,0 \times 10^{-6}$	-	$229,0 \times 10^{-6}$
100×10^3	$229,0 \times 10^{-6}$	-	$229,0 \times 10^{-6}$
1×10^6	-	$1,3 \times 10^{-3}$	$1,3 \times 10^{-3}$

Tabla 3.17 Resistencia eléctrica de las caras del blindaje cúbico de aluminio, con espesor de 1mm, en función de la frecuencia

f [Hz]	$R_{Lf-caras}$ [Ω]	$R_{Hf-caras}$ [Ω]	R_{caras} [Ω]
10	$114,0 \times 10^{-6}$	-	$114,0 \times 10^{-6}$
100	$114,0 \times 10^{-6}$	-	$114,0 \times 10^{-6}$
1×10^3	$114,0 \times 10^{-6}$	-	$114,0 \times 10^{-6}$
10×10^3	$114,0 \times 10^{-6}$	-	$114,0 \times 10^{-6}$
100×10^3	-	$425,0 \times 10^{-6}$	$425,0 \times 10^{-6}$
1×10^6	-	$1,3 \times 10^{-3}$	$1,3 \times 10^{-3}$

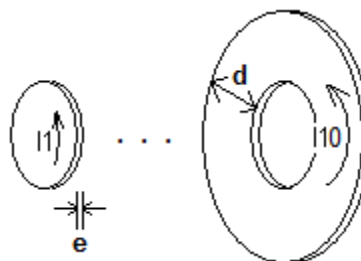
Tabla 3.18 Resistencia eléctrica de las caras del blindaje cúbico de aluminio, con espesor de 1,5mm, en función de la frecuencia

f [Hz]	$R_{Lf-caras}$ [Ω]	$R_{Hf-caras}$ [Ω]	R_{caras} [Ω]
10	$76,2 \times 10^{-6}$	-	$76,2 \times 10^{-6}$
100	$76,2 \times 10^{-6}$	-	$76,2 \times 10^{-6}$
1×10^3	$76,2 \times 10^{-6}$	-	$76,2 \times 10^{-6}$
10×10^3	$76,2 \times 10^{-6}$	-	$76,2 \times 10^{-6}$
100×10^3	-	$425,0 \times 10^{-6}$	$425,0 \times 10^{-6}$
1×10^6	-	$1,3 \times 10^{-3}$	$1,3 \times 10^{-3}$

b. Resistencia de las tapas del cubo (R_{tapas})

Para calcular la resistencia de las tapas, se asumieron tapas con forma circular. Adicionalmente, se modeló cada una de las tapas con anillos donde circularán corrientes en el mismo sentido, respectivamente, como se muestra en la Figura 3.21. El objetivo es obtener una aproximación del modelo de resistencia de las tapas, porque se debe aclarar que hay una cantidad infinita de corrientes circulando dentro de la tapa.

Figura 3.21 Modelo de cada una de las tapas



Asumiendo que hay diez líneas concéntricas de corriente por tapa, separadas entre si por una distancia de 0,5cm, se calcularon, a partir de la Ecuación 3.64, las resistencias $R_{LF-tapas}$ de cada una de los anillos de corriente, sin tener en cuenta el efecto piel, en función del espesor del blindaje (Ecuación 3.68).

$$R_{LF-tapas} = \frac{2\pi r}{\sigma e d} \quad [\Omega] \quad \text{Ecuación 3.68}$$

Donde:

r : Radio de cada anillo de corriente [m].

σ : Conductividad del aluminio ($\sigma = 3,5 \times 10^7$ S/m).

e : Espesor del blindaje [m].

d : Radio exterior, menos radio interior de cada anillo de corriente ($d = 1$ cm).

La Tabla 3.19 muestra los valores de resistencia $R_{LF-tapas}$ de los diez anillos de corriente que modelan una tapa, sin tener en cuenta el efecto piel, en función del espesor del blindaje.

Tabla 3.19 Resistencia eléctrica de los diez anillos de corriente que modelan una tapa, sin tener en cuenta el efecto piel, en función del espesor del blindaje

$R_{LF-tapas}$ [Ω]	r [cm]	Espesor del blindaje [mm]		
		0,5	1,0	1,5
$R_{LF-tapas-I_1}$	0,5	$359,0 \times 10^{-6}$	$179,5 \times 10^{-6}$	$119,7 \times 10^{-6}$
$R_{LF-tapas-I_2}$	1	$718,1 \times 10^{-6}$	$359,0 \times 10^{-6}$	$239,4 \times 10^{-6}$
$R_{LF-tapas-I_3}$	1,5	$1,1 \times 10^{-3}$	$538,6 \times 10^{-6}$	$359,0 \times 10^{-6}$
$R_{LF-tapas-I_4}$	2	$1,4 \times 10^{-3}$	$718,1 \times 10^{-6}$	$478,7 \times 10^{-6}$
$R_{LF-tapas-I_5}$	2,5	$1,8 \times 10^{-3}$	$897,6 \times 10^{-6}$	$598,4 \times 10^{-6}$
$R_{LF-tapas-I_6}$	3	$2,2 \times 10^{-3}$	$1,1 \times 10^{-3}$	$718,1 \times 10^{-6}$
$R_{LF-tapas-I_7}$	3,5	$2,5 \times 10^{-3}$	$1,3 \times 10^{-3}$	$837,8 \times 10^{-6}$
$R_{LF-tapas-I_8}$	4	$2,9 \times 10^{-3}$	$1,4 \times 10^{-3}$	$957,4 \times 10^{-6}$
$R_{LF-tapas-I_9}$	4,5	$3,2 \times 10^{-3}$	$1,6 \times 10^{-3}$	$1,1 \times 10^{-3}$
$R_{LF-tapas-I_{10}}$	5	$3,6 \times 10^{-3}$	$1,8 \times 10^{-3}$	$1,2 \times 10^{-3}$

Para considerar el efecto piel, se debe verificar si la profundidad de penetración del aluminio, dada en la Tabla 3.15, influye en la resistencia de las tapas. Por lo tanto, la resistencia en alta

frecuencia de las tapas $R_{HF-tapas}$ se puede obtener, reemplazando en la Ecuación 3.68 el espesor del blindaje e , por la profundidad de penetración δ , como se muestra en la Ecuación 3.69.

$$R_{HF-tapas} = \frac{2\pi r}{\sigma \delta d} \quad [\Omega] \quad \text{Ecuación 3.69}$$

En la Tabla 3.20, Tabla 3.21 y Tabla 3.22 se muestran los valores de resistencia eléctrica de las tapas $R_{HF-tapas}$, para las frecuencias donde se tiene en cuenta el efecto piel.

Tabla 3.20 Resistencia eléctrica de los diez anillos de corriente que modelan una tapa, considerando el efecto piel, para el espesor de 0,5mm, en función de la frecuencia

$R_{HF-tapas} [\Omega]$	$r [\text{cm}]$	$f [\text{Hz}]$	
		100×10^3	1×10^6
$R_{HF-tapas-I_1}$	0,5	$667,4 \times 10^{-6}$	$2,1 \times 10^{-3}$
$R_{HF-tapas-I_2}$	1	$1,3 \times 10^{-3}$	$4,2 \times 10^{-3}$
$R_{HF-tapas-I_3}$	1,5	$2,0 \times 10^{-3}$	$6,3 \times 10^{-3}$
$R_{HF-tapas-I_4}$	2	$2,7 \times 10^{-3}$	$8,4 \times 10^{-3}$
$R_{HF-tapas-I_5}$	2,5	$3,3 \times 10^{-3}$	$10,5 \times 10^{-3}$
$R_{HF-tapas-I_6}$	3	$4,0 \times 10^{-3}$	$12,7 \times 10^{-3}$
$R_{HF-tapas-I_7}$	3,5	$4,7 \times 10^{-3}$	$14,8 \times 10^{-3}$
$R_{HF-tapas-I_8}$	4	$5,3 \times 10^{-3}$	$16,9 \times 10^{-3}$
$R_{HF-tapas-I_9}$	4,5	$6,0 \times 10^{-3}$	$19,0 \times 10^{-3}$
$R_{HF-tapas-I_{10}}$	5	$6,78 \times 10^{-3}$	$21,1 \times 10^{-3}$

Tabla 3.21 Resistencia eléctrica de los diez anillos de corriente que modelan una tapa, considerando el efecto piel, para el espesor de 1mm, en función de la frecuencia

$R_{HF-tapas} [\Omega]$	r [cm]	f [Hz]		
		10×10^3	100×10^3	1×10^6
$R_{HF-tapas-I_1}$	0,5	$211,0 \times 10^{-6}$	$667,4 \times 10^{-6}$	$2,1 \times 10^{-3}$
$R_{HF-tapas-I_2}$	1	$421,9 \times 10^{-6}$	$1,3 \times 10^{-3}$	$4,2 \times 10^{-3}$
$R_{HF-tapas-I_3}$	1,5	$632,9 \times 10^{-6}$	$2,0 \times 10^{-3}$	$6,3 \times 10^{-3}$
$R_{HF-tapas-I_4}$	2	$843,8 \times 10^{-6}$	$2,7 \times 10^{-3}$	$8,4 \times 10^{-3}$
$R_{HF-tapas-I_5}$	2,5	$1,1 \times 10^{-3}$	$3,3 \times 10^{-3}$	$10,5 \times 10^{-3}$
$R_{HF-tapas-I_6}$	3	$1,3 \times 10^{-3}$	$4,0 \times 10^{-3}$	$12,7 \times 10^{-3}$
$R_{HF-tapas-I_7}$	3,5	$1,5 \times 10^{-3}$	$4,7 \times 10^{-3}$	$14,8 \times 10^{-3}$
$R_{HF-tapas-I_8}$	4	$1,7 \times 10^{-3}$	$5,3 \times 10^{-3}$	$16,9 \times 10^{-3}$
$R_{HF-tapas-I_9}$	4,5	$1,9 \times 10^{-3}$	$6,0 \times 10^{-3}$	$19,0 \times 10^{-3}$
$R_{HF-tapas-I_{10}}$	5	$2,1 \times 10^{-3}$	$6,7 \times 10^{-3}$	$21,1 \times 10^{-3}$

Tabla 3.22 Resistencia eléctrica de los diez anillos de corriente que modelan una tapa, considerando el efecto piel, para el espesor de 1,5mm, en función de la frecuencia

$R_{HF-tapas} [\Omega]$	r [cm]	f [Hz]		
		10×10^3	100×10^3	1×10^6
$R_{HF-tapas-I_1}$	0,5	$211,0 \times 10^{-6}$	$667,4 \times 10^{-6}$	$2,1 \times 10^{-3}$
$R_{HF-tapas-I_2}$	1	$421,9 \times 10^{-6}$	$1,3 \times 10^{-3}$	$4,2 \times 10^{-3}$
$R_{HF-tapas-I_3}$	1,5	$632,9 \times 10^{-6}$	$2,0 \times 10^{-3}$	$6,3 \times 10^{-3}$
$R_{HF-tapas-I_4}$	2	$843,8 \times 10^{-6}$	$2,7 \times 10^{-3}$	$8,4 \times 10^{-3}$
$R_{HF-tapas-I_5}$	2,5	$1,1 \times 10^{-3}$	$3,3 \times 10^{-3}$	$10,5 \times 10^{-3}$
$R_{HF-tapas-I_6}$	3	$1,3 \times 10^{-3}$	$4,0 \times 10^{-3}$	$12,7 \times 10^{-3}$
$R_{HF-tapas-I_7}$	3,5	$1,5 \times 10^{-3}$	$4,7 \times 10^{-3}$	$14,8 \times 10^{-3}$
$R_{HF-tapas-I_8}$	4	$1,7 \times 10^{-3}$	$5,3 \times 10^{-3}$	$16,9 \times 10^{-3}$
$R_{HF-tapas-I_9}$	4,5	$1,9 \times 10^{-3}$	$6,0 \times 10^{-3}$	$19,0 \times 10^{-3}$
$R_{HF-tapas-I_{10}}$	5	$2,1 \times 10^{-3}$	$6,7 \times 10^{-3}$	$21,1 \times 10^{-3}$

Ahora, con el fin de obtener el modelo total del blindaje, fue necesario obtener un modelo de la resistencia de las caras del blindaje R_{caras} , asumiendo que cada blindaje es cilíndrico. El cilindro se dividió en diez anillos de corriente, cada uno con anchura de 0,5cm. Se calculó la resistencia de cada uno de los diez anillos de corriente $R_{caras-anillo}$, mediante la Ecuación 3.69, donde d

corresponde a la anchura de cada anillo y δ corresponde al espesor del blindaje o a la profundidad de penetración del aluminio, dependiendo de la influencia del efecto piel. En la Tabla 3.23 se muestran los valores de resistencia eléctrica para cada uno de los diez anillos de corriente, en función del espesor del blindaje.

Tabla 3.23 Resistencia eléctrica de los diez anillos de corriente $R_{\text{caras-anillo}}$ que modelan las caras del blindaje, considerando el efecto piel, en función del espesor del blindaje y la frecuencia

$R_{\text{caras-anillo}}$ [mΩ]	Espesor [mm]		
f [Hz]	0,5	1	1,5
10	3,6	1,8	1,2
100	3,6	1,8	1,2
1×10^3	3,6	1,8	1,2
10×10^3	3,6	2,1	2,1
100×10^3	6,7	6,7	6,7
1×10^6	21,1	21,1	21,1

3.4.1.2 Cálculo de la inductancia propia del blindaje (L_{blind})

La inductancia se define como la relación entre el flujo magnético ligado λ y la corriente I que fluye por el inductor que produce el campo magnético, como se muestra en la Ecuación 3.70²⁰.

$$L = \frac{\lambda}{I} = \frac{N\psi}{I} \quad [\text{H}] \quad \text{Ecuación 3.70}$$

Donde:

ψ : Flujo magnético debido al campo magnético que atraviesa el área de una vuelta del inductor [Wb]

N : Número de vueltas del inductor.

La inductancia propia del cubo se calculó en dos partes: La primera, teniendo en cuenta la corriente que circula por las cuatro caras adyacentes del cubo (J_1 , J_2 , J_3 y J_4) y despreciando la corriente que circula por las tapas. La segunda, teniendo en cuenta la corriente que circula

²⁰ M. Sadiku, "Elements of electromagnetics" 3rd Edition. Oxford University Press, 2003. p336.

dentro de las tapas del cubo, que tendrá la misma dirección de la corriente que circula por las caras adyacentes.

a. Inductancia propia de las caras adyacentes del cubo (L_{caras})

Para calcular la inductancia propia de las caras adyacentes del blindaje de aluminio se asumió, igual que se hizo en el cálculo de la resistencia (Figura 3.19), que toda la corriente circula por las cuatro caras adyacentes del cubo, despreciando la corriente que circula por las tapas. Por lo tanto, se consideró que las cuatro caras adyacentes del cubo forman un inductor de una vuelta.

Ahora, es necesario calcular el flujo ligado por el área formada por la corriente que circula a través de las caras del cubo. El flujo magnético se calcula con la Ecuación 3.71²¹.

$$\psi = \int_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} \quad [\text{Wb}] \quad \text{Ecuación 3.71}$$

Donde:

\mathbf{B} : Densidad de flujo magnético [T].

$d\mathbf{S}$: Elemento diferencial de la superficie que encierra el flujo magnético.

La densidad de flujo magnético \mathbf{B} se calcula, obteniendo la intensidad de campo magnético \mathbf{H} mediante la ley de Biot–Savart y, posteriormente, reemplazando \mathbf{H} en la Ecuación 3.30. La Ecuación 3.1 muestra la ecuación general de la ley de Biot–Savart. En el caso particular del blindaje, como la corriente tiene distribución superficial, la Ecuación 3.1 se transforma en la Ecuación 3.72.

$$d\mathbf{H} = \frac{K d\mathbf{S} \times \mathbf{R}}{4\pi R^3} \quad \text{Ecuación 3.72}$$

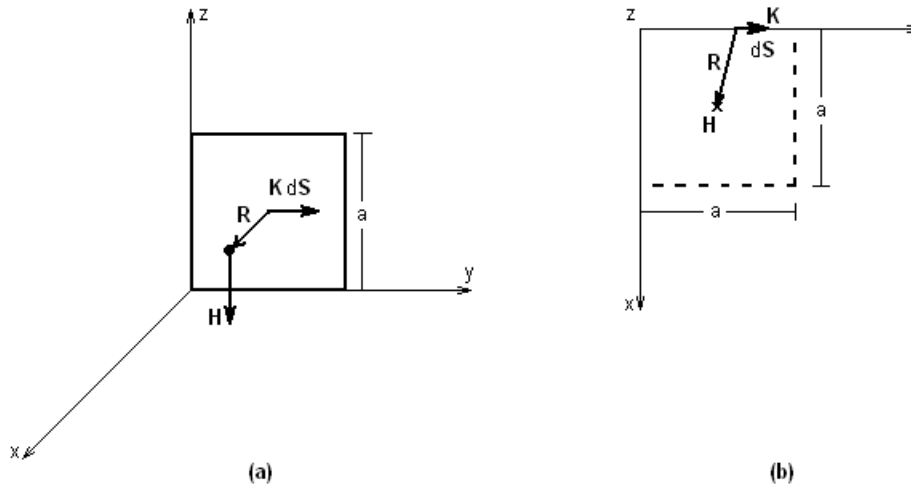
Donde:

K : Densidad de corriente superficial [A/m]

²¹ Ibid, p282.

Se desea calcular la intensidad de campo magnético en el centro del interior del cubo. Como la corriente circula en el mismo sentido, en las cuatro caras del cubo, se calculó \mathbf{H} debido a la corriente de una de las caras del cubo, como se muestra en la Figura 3.22.

Figura 3.22 Contribución a la intensidad de campo magnético \mathbf{H} en el centro del cubo, de una de las caras del cubo: (a) vista en el sistema de coordenadas rectangulares. (b) Vista desde el plano xy



Por lo tanto, aplicando la Ecuación 3.72, se calcula el diferencial de la intensidad de campo magnético $d\mathbf{H}_{yz}$ en el centro del cubo, debida a la corriente en la cara ubicada en el plano yz , como se muestra en la Ecuación 3.73.

$$d\mathbf{H}_{yz} = \frac{(K dy dz \mathbf{a}_y) \times (x \mathbf{a}_x + y \mathbf{a}_y)}{4\pi(x^2 + y^2)^{3/2}}$$

$$d\mathbf{H}_{yz} = \frac{K x dy dz}{4\pi(x^2 + y^2)^{3/2}} (-\mathbf{a}_z)$$

$$d\mathbf{H}_{yz} = \frac{K \frac{a}{2} dy dz}{4\pi \left[\left(\frac{a}{2}\right)^2 + y^2 \right]^{3/2}} (-\mathbf{a}_z) \quad \text{Ecuación 3.73}$$

Integrando la Ecuación 3.73, se obtiene la intensidad del campo magnético \mathbf{H}_{yz} en el centro del cubo, debida a la corriente en la cara ubicada en el plano yz (Ecuación 3.74).

$$H_{yz} = \frac{K \frac{a}{2} (a) (-\mathbf{a}_z)}{4\pi} \int_0^a \frac{dy}{\left[\left(\frac{a}{2}\right)^2 + y^2\right]^{3/2}}$$

$$H_{yz} = \frac{K}{2\pi \sqrt{\frac{5}{4}}} (-\mathbf{a}_z) \quad \text{Ecuación 3.74}$$

Por lo tanto, como las cuatro caras del cubo contribuyen a la intensidad de campo magnético \mathbf{H} , en el centro del interior del cubo, entonces la intensidad de campo magnético \mathbf{H} total se obtiene con la Ecuación 3.75.

$$\mathbf{H} = 4H_{yz} = \frac{2K}{\pi \sqrt{\frac{5}{4}}} (-\mathbf{a}_z) \quad \text{Ecuación 3.75}$$

Ahora, reemplazando la Ecuación 3.75 en la Ecuación 3.30, se obtiene la densidad de flujo magnético \mathbf{B} en el centro del interior del cubo (Ecuación 3.76).

$$\mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{H} = \frac{2K\mu_0}{\pi \sqrt{\frac{5}{4}}} (-\mathbf{a}_z) \quad \text{Ecuación 3.76}$$

A partir de la Figura 3.4, se asumió que el campo magnético es homogéneo en el centro del solenoide del LABE, que coincide con la ubicación del centro en el interior del blindaje cúbico, Por lo tanto, considerando que el campo magnético es homogéneo, el flujo ligado por la corriente que circula por las paredes del cubo se puede calcular con la Ecuación 3.71, haciendo que la integral $\int_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} = BA$, donde A es el área de la espira formada por las cuatro caras del cubo. Entonces, el flujo magnético ligado se calcula con la Ecuación 3.77.

$$\psi = BA = \frac{2K\mu_0 a^2}{\pi \sqrt{\frac{5}{4}}} \quad [\text{Wb}] \quad \text{Ecuación 3.77}$$

La inductancia del blindaje cúbico se calcula mediante de la Ecuación 3.70. Para aplicar correctamente la Ecuación 3.70, se debe dejar la densidad superficial de corriente K , en términos de corriente I (Ecuación 3.78).

$$K = \frac{I}{a} \quad [\text{A/m}] \quad \text{Ecuación 3.78}$$

Donde:

a : Longitud de los lados de las caras del cubo [m].

Entonces, reemplazando la Ecuación 3.78 en la Ecuación 3.77, el flujo ligado se calcula con la Ecuación 3.79.

$$\psi = \frac{2I\mu_0 a}{\pi \sqrt{\frac{\epsilon}{4}}} \quad [\text{Wb}] \quad \text{Ecuación 3.79}$$

La inductancia propia de las caras del blindaje cúbico L_{caras} , reemplazando la Ecuación 3.79 en la Ecuación 3.70, se obtiene con la Ecuación 3.80.

$$L_{\text{caras}} = \frac{2\mu_0 a}{\pi \sqrt{\frac{\epsilon}{4}}} \quad [\text{H}] \quad \text{Ecuación 3.80}$$

Reemplazando la longitud de los lados de las caras del cubo ($a = 0,1\text{m}$), el valor de la inductancia de los blindajes de aluminio, para los tres espesores de pared, es $L_{\text{caras}} = 71,6\text{nH}$.

b. Inductancia propia de las tapas del cubo (L_{tapas})

Para calcular la inductancia propia de las tapas del blindaje de aluminio, se tuvo en cuenta la forma de las tapas y dirección de la corriente dentro de las mismas, que se mostró en la Figura 3.21.

Para calcular las inductancias propias y mutuas, debidas a dos corrientes concéntricas I_1 e I_2 , se deben ubicar dos corrientes en un sistema de coordenadas esféricas, como se muestra en la Figura 3.23. El propósito es calcular la inductancia mutua entre las corrientes I_1 e I_2 , a partir de

la función de potencial vectorial magnético \mathbf{A}_1 en un punto P, debida a la corriente I_1 (Ecuación 3.81²²).

$$\mathbf{A}_1 = \int_l \frac{\mu_0 \mu_r I_1 d\mathbf{l}_1}{4\pi R} \quad [\text{Wb/m}] \quad \text{Ecuación 3.81}$$

Donde:

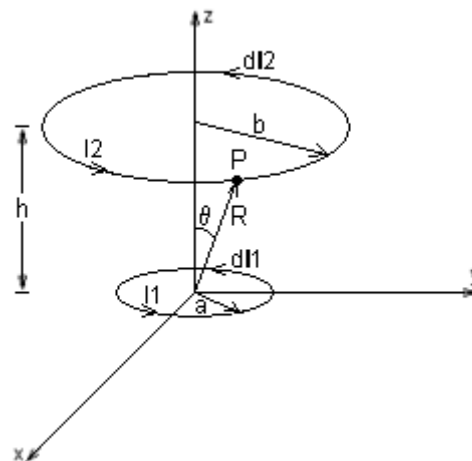
μ_r : Permeabilidad relativa del aluminio ($\mu_r \approx 1$).

I_1 : Corriente que produce el potencial vectorial magnético en el punto P [A].

$d\mathbf{l}_1$: Elemento diferencial de línea, asociado al camino de circulación de la corriente I_1 .

R : Magnitud del vector de posición desde la corriente I_1 , hasta el punto P [m].

Figura 3.23 Corrientes ubicadas en un sistema de coordenadas esféricas, para calcular el potencial vectorial magnético en el punto P



Fuente: M. Sadiku, "Elements of electromagnetics" 3rd Edition. Oxford University Press, 2003. p347.

En el arreglo mostrado en la Figura 3.23, se pueden definir el elemento diferencial de línea $d\mathbf{l}_1$ y la magnitud del vector de posición R , como se muestra en la Ecuación 3.82 y Ecuación 3.83.

$$d\mathbf{l}_1 = a d\phi \mathbf{a}_\phi \quad \text{Ecuación 3.82}$$

$$R = [h^2 + b^2]^{1/2} \quad [\text{m}] \quad \text{Ecuación 3.83}$$

²² M. Sadiku, "Elements of electromagnetics" 3rd Edition. Oxford University Press, 2003. p285.

Reemplazando la Ecuación 3.82 y Ecuación 3.83, en la Ecuación 3.81, se obtiene la función de potencial vectorial magnético \mathbf{A}_1 en el punto P, debida a la corriente I_1 (Ecuación 3.84).

$$\mathbf{A}_1 = \frac{\mu_0 I_1 a^2 b}{4[h^2 + b^2]^{3/2}} \mathbf{a}_\phi \quad [\text{Wb/m}] \quad \text{Ecuación 3.84}$$

Posteriormente, se calcula el flujo magnético debido a la corriente I_1 en el área formada por la corriente I_2 , utilizando la Ecuación 3.85²³.

$$\psi_{12} = \oint_{I_2} \mathbf{A}_1 \cdot d\mathbf{l}_2 \quad [\text{Wb}] \quad \text{Ecuación 3.85}$$

Donde:

\mathbf{A}_1 : Potencial vectorial magnético en el punto P, debido a la corriente I_1 [Wb/m].

$d\mathbf{l}_2$: Elemento diferencial de línea, asociado al camino de circulación de la corriente I_2 .

En el arreglo mostrado en la Figura 3.23, se puede definir el elemento diferencial de línea $d\mathbf{l}_2$, como se muestra en la Ecuación 3.86.

$$d\mathbf{l}_2 = b d\phi \mathbf{a}_\phi \quad \text{Ecuación 3.86}$$

Reemplazando la Ecuación 3.84 y Ecuación 3.86, en la Ecuación 3.85, se obtiene flujo magnético debido a la corriente I_1 en el área formada por la corriente I_2 (Ecuación 3.87).

$$\psi_{12} = \frac{\mu_0 \pi I_1 a^2 b^2}{2[h^2 + b^2]^{3/2}} \quad [\text{Wb}] \quad \text{Ecuación 3.87}$$

Finalmente, a partir de la Ecuación 3.39, se calcula la inductancia mutua M_{12} entre las corrientes I_1 e I_2 (Ecuación 3.88).

$$M_{12} = \frac{\psi_{12}}{I_1} = \frac{\mu_0 \pi a^2 b^2}{2[h^2 + b^2]^{3/2}} \quad [\text{H}] \quad \text{Ecuación 3.88}$$

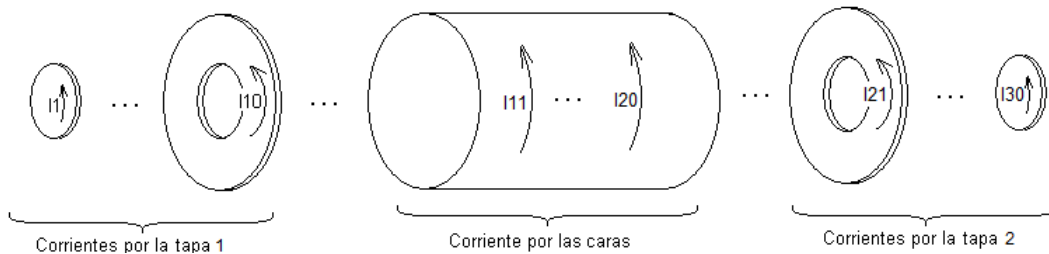
²³ M. Sadiku, "Elements of electromagnetics" 3rd Edition. Oxford University Press, 2003. p287.

Cuando se consideran los anillos de corriente, correspondientes a una sola tapa, se nota que todos los anillos son concéntricos, luego la distancia $h = 0$. Por lo tanto, para calcular la inductancia mutua de anillos concéntricos, la Ecuación 3.88 se transforma en la Ecuación 3.89.

$$M_{12} = \frac{\mu_0 \pi a^2}{2b} \quad [\text{Wb/m}] \quad \text{Ecuación 3.89}$$

A partir de la Ecuación 3.89 se calculan las inductancias mutuas que existen entre las corrientes que están dentro de una tapa. Adicionalmente, con la Ecuación 3.88 se calculan las inductancias mutuas entre las corrientes de una de las tapas, respecto a los anillos de corriente de las paredes del blindaje y respecto a los anillos de corriente de la otra tapa, asumiendo que el blindaje es cilíndrico, como se muestra en la Figura 3.24. El objetivo es obtener una aproximación del modelo de inductancia de todo el blindaje, porque se debe aclarar que hay una distribución continua de corriente no uniforme, circulando dentro de la tapa, que se resolvió de forma discreta, usando varias etapas.

Figura 3.24 Corrientes asumidas para calcular las inductancias mutuas y propias de tres anillos de corriente

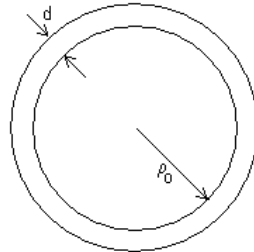


Asumiendo que hay diez líneas de corriente concéntricas por tapa y diez líneas de corriente que modelan el cilindro de las caras del blindaje, separadas por una distancia de 0,5cm, se calcularon con la Ecuación 3.88 y la Ecuación 3.89 las inductancias mutuas M_{mn} de cada una de las corrientes, con respecto a las demás. En el Anexo 1 se encuentra la matriz de inductancias mutuas de los treinta anillos de corriente.

Por otro lado, la inductancia mutua M_{mm} de cada línea de corriente, con respecto a ella misma, es igual a su inductancia propia. Para calcular las inductancias propias de todos los anillos de

corriente, se puede emplear la expresión aproximada para la inductancia propia de un anillo circular²⁴ (Ecuación 3.90 y Ecuación 3.91), cuyas dimensiones se muestran en la Figura 3.25.

Figura 3.25 Dimensiones para el cálculo de inductancia de un anillo circular



Fuente: M. Sadiku, "Elements of electromagnetics" 3rd Edition. Oxford University Press, 2003. p340.

$$L = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left(\ln \frac{4l}{d} - 2,45 \right) \quad [\text{H}] \quad \text{Ecuación 3.90}$$

$$l = 2\pi\rho_0 \quad [\text{m}] \quad \text{Ecuación 3.91}$$

Donde:

l : Longitud de la circunferencia del anillo [m].

d : Espesor del anillo [m]

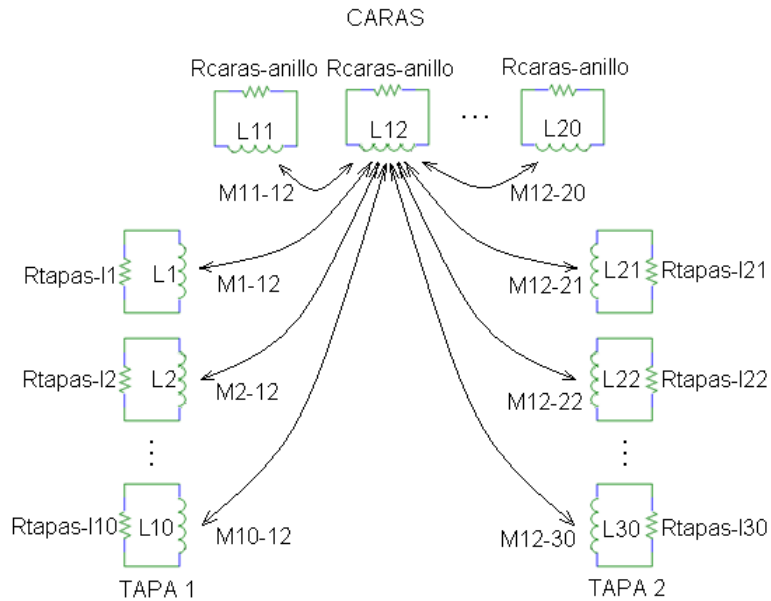
ρ_0 : Radio interno del anillo [m] ($\rho_0 \gg d$).

Las inductancias propias de cada uno de los anillos de corriente que modelan las caras y tapas del blindaje, calculadas con la Ecuación 3.90, corresponden a los valores L_1 a L_{30} de la diagonal de la matriz de inductancias mutuas, que se muestra en el Anexo 1.

Finalmente, se puede obtener un modelo aproximado del blindaje de aluminio, a partir de los modelos individuales para cada anillo de corriente, acoplados magnéticamente entre si. En la Figura 3.26 se muestra el modelo aproximado del blindaje, tomando como ejemplo el anillo de corriente I_{12} , que corresponde a las caras del blindaje. Se puede apreciar la forma en que el modelo del anillo de corriente I_{12} se acopla mutuamente con los demás anillos de corriente. Los veintinueve anillos restantes se acoplan mutuamente con los demás, de la misma forma.

²⁴ M. Sadiku, "Elements of electromagnetics" 3rd Edition. Oxford University Press, 2003. p340.

Figura 3.26 Modelo aproximado del blindaje de aluminio



A partir del modelo mostrado en la Figura 3.26, se pueden obtener las matrices de impedancias de los blindajes de aluminio, en función de la frecuencia y espesor del blindaje. En la Tabla 3.24 se muestra un extracto de la matriz de impedancias que modela el blindaje de aluminio, con espesor de 0,5mm, para la frecuencia de 10Hz. El Anexo 1 se muestran todas las matrices de impedancias calculadas para los blindajes de aluminio.

Tabla 3.24 Extracto de la matriz de impedancias del blindaje de aluminio con espesor 0,5mm, para la frecuencia de 10Hz

Z [Ω]	I1		I2		I3		...	I29		I30	
	R	XL	R	XL	R	XL		R	XL	R	XL
I1	3,59E-04	3,06E-07	-	3,10E-07	-	2,07E-07	...	-	2,06E-08	-	2,19E-08
I2	-	3,10E-07	7,18E-04	1,16E-06	-	8,27E-07	...	-	8,25E-08	-	8,77E-08
I3	-	2,07E-07	-	8,27E-07	1,08E-03	2,22E-06	...	-	1,86E-07	-	1,97E-07
			▪							▪	
			▪							▪	
			▪							▪	
I29	-	2,06E-08	-	8,25E-08	-	1,86E-07	...	3,23E-03	1,06E-05	-	5,02E-06
I30	-	2,19E-08	-	8,77E-08	-	1,97E-07	...	-	5,02E-06	3,59E-03	1,21E-05

3.4.1.3 Cálculo de la inductancia mutua entre el solenoide del LABE y el blindaje ($M_{sol-blind}$)

La inductancia mutua $M_{sol-blind}$ se calcula con la Ecuación 3.52, donde K_1 es la constante geométrica del blindaje y K_2 es la constante geométrica del solenoide del LABE.

A partir de la Ecuación 3.76 y la Ecuación 3.78, se obtiene la constante K_1 con la Ecuación 3.92.

$$K_1 = \frac{2\mu_0}{\pi a \sqrt{\frac{5}{4}}} \quad \text{Ecuación 3.92}$$

Donde:

a : Longitud de los lados del blindaje ($a = 0,1\text{m}$).

A partir de la Ecuación 3.3 se obtiene la constante K_2 , deduciendo la intensidad de campo magnético en el centro del solenoide del LABE (Ecuación 3.93).

$$\mathbf{B} = \frac{\mu_0 N_{sol} I}{l_{sol}} \mathbf{a}_z \quad \text{Ecuación 3.93}$$

Por lo tanto, K_2 se obtiene con la Ecuación 3.94.

$$K_2 = \frac{\mu_0 N_{sol}}{l_{sol}} \quad \text{Ecuación 3.94}$$

Donde:

N_{sol} : Numero de vueltas del solenoide ($N_{sol} = 487$).

l_{sol} : longitud del solenoide ($l_{sol} = 0,975\text{m}$).

Reemplazando la Ecuación 3.92 y la Ecuación 3.94 en la Ecuación 3.52, se obtiene la expresión para la inductancia mutua $M_{sol-blind}$ (Ecuación 3.95).

$$M_{sol-blind} = L_{blind} \frac{K_2}{K_1} = L_{blind} \left(\frac{\frac{\mu_0 N_{sol}}{l_{sol}}}{\frac{2\mu_0}{\pi a \sqrt{\frac{5}{4}}}} \right)$$

$$M_{sol-blind} = L_{blind} \frac{N_{sol} \pi a \sqrt{\frac{5}{4}}}{2l_{sol}}$$

Ecuación 3.95

Finalmente, reemplazando los valores de L_{blind} , N_{sol} , l_{sol} y a en la Ecuación 3.95, se obtuvo un valor de inductancia mutua $M_{sol-blind} = 6,28\mu\text{H}$.

Por otro lado, el coeficiente de acoplamiento entre el solenoide del LABE y el blindaje metálico $k_{sol-blind}$, se calcula con la Ecuación 3.38, y su valor es $k_{sol-blind} = 0,147$.

3.4.1.4 Cálculo de la efectividad de blindaje de blindajes metálicos

La efectividad de blindaje de los blindajes de aluminio, se calcula mediante la Ecuación 2.2, calculando previamente la magnitud de la intensidad de campo magnético transmitido H_1 , mediante la Ecuación 3.55. La Tabla 3.25, Tabla 3.26 y Tabla 3.27 muestran la efectividad de blindaje, calculada para los blindajes de aluminio, en función de la frecuencia y espesor de las paredes del blindaje. Adicionalmente, se muestra el cálculo de la tensión inducida en el sensor $V_{atenuado}$, después de la atenuación proporcionada por los blindajes.

Tabla 3.25 Efectividad de blindaje de los blindajes de aluminio, para espesor de pared 0,5mm, en función de la frecuencia

f [Hz]	H_1 [A/m]	S [dB]	$V_{atenuado}$ [V]
10	45,2	$4,5 \times 10^{-3}$	$722,0 \times 10^{-6}$
100	43,1	$429,0 \times 10^{-3}$	$6,9 \times 10^{-3}$
1×10^3	8,3	10,6	$13,3 \times 10^{-3}$
10×10^3	$87,3 \times 10^{-3}$	30,2	$1,4 \times 10^{-3}$
100×10^3	$873,0 \times 10^{-6}$	50,2	$139,0 \times 10^{-6}$
$*1 \times 10^6$	$51,3 \times 10^{-6}$	54,8	$819,0 \times 10^{-9}$

* En la frecuencia 1MHz, la tensión inducida fue calculada con el sensor de una vuelta

Tabla 3.26 Efectividad de blindaje de los blindajes de aluminio, para espesor de pared 1mm, en función de la frecuencia

f [Hz]	H_1 [A/m]	S [dB]	$V_{atenuado}$ [V]
10	45,2	$18,0 \times 10^{-3}$	$720,0 \times 10^{-6}$
100	38,0	1,5	$6,1 \times 10^{-3}$
1×10^3	4,3	16,3	$6,9 \times 10^{-3}$
10×10^3	$43,7 \times 10^{-3}$	36,2	$696,0 \times 10^{-6}$
100×10^3	$608,0 \times 10^{-6}$	53,3	$259,0 \times 10^{-6}$
$*1 \times 10^6$	$8,9 \times 10^{-6}$	70,0	$819,0 \times 10^{-9}$

* En la frecuencia 1MHz, la tensión inducida fue calculada con el sensor de una vuelta

Tabla 3.27 Efectividad de blindaje de los blindajes de aluminio, para espesor de pared 1,5mm, en función de la frecuencia

f [Hz]	H_1 [A/m]	S [dB]	$V_{atenuado}$ [V]
10	45,1	$40,4 \times 10^{-3}$	$719,0 \times 10^{-6}$
100	32,5	2,9	$5,2 \times 10^{-3}$
1×10^3	2,9	19,7	$4,6 \times 10^{-3}$
10×10^3	$29,1 \times 10^{-3}$	39,7	$464,0 \times 10^{-6}$
100×10^3	$479,0 \times 10^{-6}$	55,4	$259,0 \times 10^{-6}$
$*1 \times 10^6$	$6,4 \times 10^{-6}$	72,9	$819,0 \times 10^{-9}$

* En la frecuencia 1MHz, la tensión inducida fue calculada con el sensor de una vuelta

En la Tabla 3.25, Tabla 3.26 y Tabla 3.27 se puede apreciar que, para la frecuencia de 1MHz, se esperan tensiones inducidas muy bajas en el sensor, luego de ser atenuadas por los blindajes. Para que esos valores se pudieran leer adecuadamente con el osciloscopio disponible, se requeriría de una etapa de amplificación con ganancia mínima de 8600. Este tipo de amplificación no es posible lograrla con amplificadores operacionales comerciales. Por lo tanto, para comprobar la efectividad de blindaje a la frecuencia de 1MHz, se diseñó y construyó una bobina tipo Helmholtz. El diseño de esta bobina, se explicará en el capítulo 4.

4 ANÁLISIS DE RESULTADOS EXPERIMENTALES

4.1 MEDICIONES SIN BLINDAJE

4.1.1 Tensión inducida en el cable coaxial

Se midió la tensión que se induce en el cable coaxial, debido al campo magnético producido por el solenoide del LABE. El experimento consistió en introducir el extremo del cable sin sensor dentro del solenoide alimentado por el generador de señales, para todas las frecuencias de estudio. Las mediciones se realizaron con el cable coaxial en circuito abierto y corto circuito. La Tabla 3.1 muestra los resultados de las mediciones realizadas con el cable coaxial, sin sensor de campo magnético.

Tabla 4.1 Mediciones de tensión inducida en el cable coaxial $V_{ind_{cable}}$ sin sensor de campo magnético

f [Hz]	$V_{ind_{cable}}$ [mV] Circuito abierto	$V_{ind_{cable}}$ [mV] Corto circuito
10	<2,0	<2,0
100	<2,0	<2,0
1×10^3	<2,0	<2,0
10×10^3	<2,0	<2,0
100×10^3	<2,0	<2,0
1×10^6	<2,0	<2,0

En la Tabla 4.1 se puede apreciar que todas las mediciones registradas están por debajo de la resolución del equipo de medida (2mV). Por lo tanto, se puede considerar que la tensión inducida en el cable no afecta de manera significativa la señal de salida del sensor de campo magnético, cuando no hay blindaje.

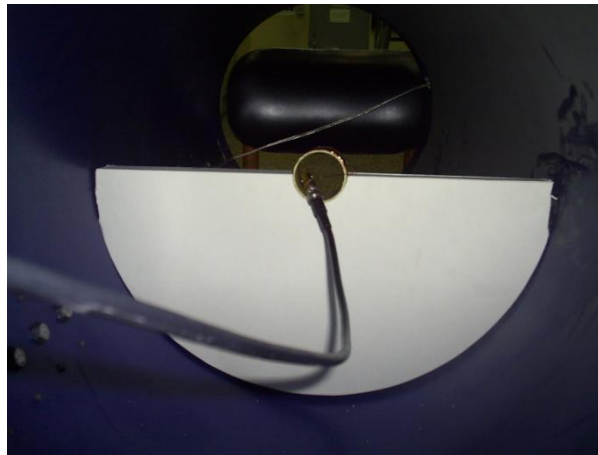
4.1.2 Tensión inducida en los sensores de campo magnético, sin blindaje

Se midió la tensión inducida entre las terminales de los sensores de campo magnético tipo solenoide y de una espira, para verificar los datos teóricos. El proceso de medición se realizó como se describe a continuación:

a. Medición de tensión inducida en el sensor tipo solenoide, sin blindajes

Se midió la tensión inducida con el sensor tipo solenoide, mostrado en la Figura 3.9, para todas las frecuencias de estudio. La medición se realizó ubicando el sensor completamente centrado dentro del solenoide del LABE. Se construyó un soporte en cartón para garantizar que la ubicación del sensor dentro del solenoide del LABE fuera completamente centrada. La Figura 4.1 muestra la ubicación del sensor tipo solenoide dentro del solenoide del LABE.

Figura 4.1 Ubicación del sensor tipo solenoide dentro del solenoide del LABE



Se utilizó una etapa de amplificación de la señal de tensión entre las terminales del sensor. Se empleó un amplificador LF351, configurado con ganancia máxima de 82, en el rango de frecuencias 10Hz–10kHz y ganancia máxima de 34 en la frecuencia de 100kHz. La hoja de características del amplificador se muestra en el Anexo 3. La Tabla 4.2 muestra los valores medidos de tensión inducida V_{ind} entre las terminales del sensor tipo solenoide, en el rango de frecuencias 10Hz–100kHz.

Tabla 4.2 Tensión inducida entre las terminales del sensor tipo solenoide, en el rango de frecuencias 10Hz–100kHz

f [Hz]	V_{ind} [mV] Calculado	V_{ind} [mV] Medido	Error relativo [%]
10	1,0	0,7	-30,0
100	10,1	8,1	-19,9
1×10^3	62,7	46,8	-25,3
10×10^3	62,8	46,8	-25,4
100×10^3	62,8	44,7	-28,8

b. Medición de tensión inducida para la frecuencia 1MHz, sin blindajes

Se construyó una bobina tipo Helmholtz, con las siguientes características:

- Radio: 40cm
- Número de vueltas por bobina: 3

La intensidad de campo magnético que hay en el punto medio del eje entre un par de bobinas Helmholtz, donde el campo magnético es homogéneo, se obtiene a partir de la Ecuación 3.2, dada por la ley de Biot–Savart. Como cada bobina del par de Helmholtz puede tener varias espiras, la Ecuación 3.2 se modifica como se muestra en la Ecuación 4.1.

$$\mathbf{H} = \frac{nI\rho^2}{2(\rho^2 + h^2)^{3/2}} \mathbf{a}_z \quad \text{Ecuación 4.1}$$

Donde:

n : Número de espiras de cada una de las bobinas.

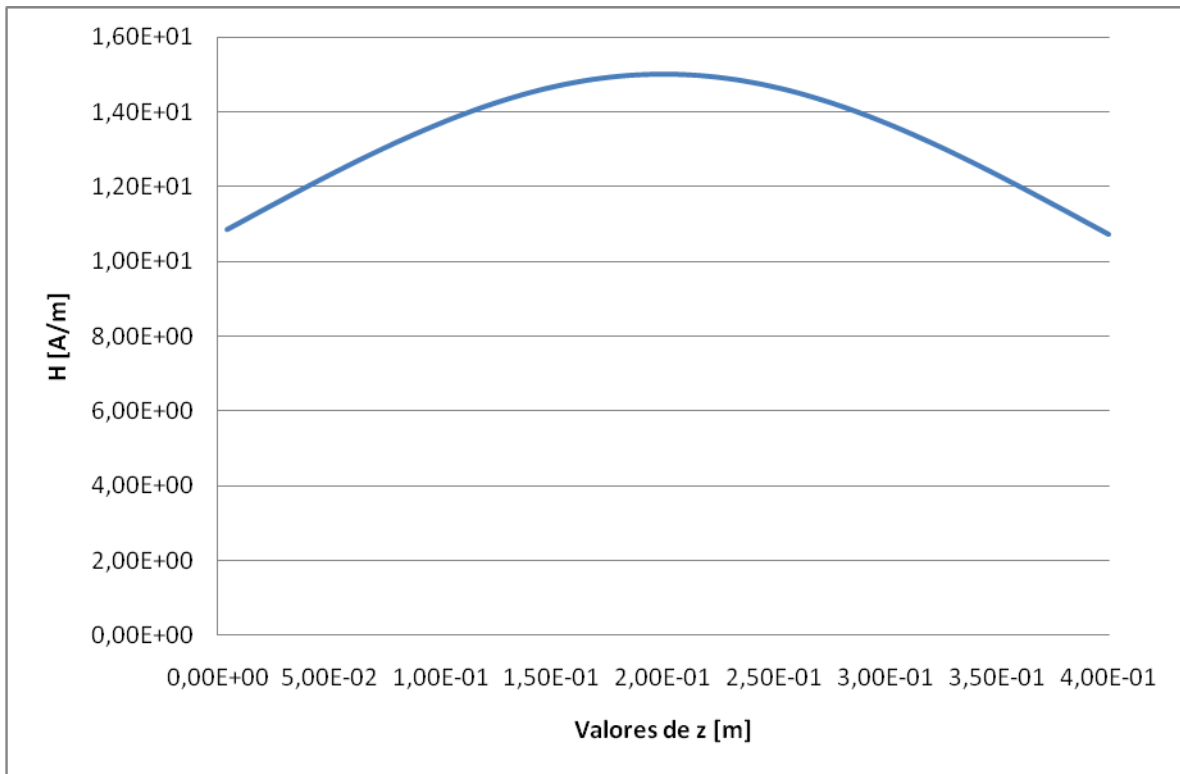
La distancia h para una de las bobinas es igual a $\frac{\rho}{2}$, por lo tanto, la Ecuación 4.1 se transforma en la Ecuación 4.2.

$$\mathbf{H} = \frac{nI\rho^2}{2\left(\rho^2 + \frac{\rho^2}{2}\right)^{3/2}} \mathbf{a}_z \quad \text{Ecuación 4.2}$$

Ahora, debido a que hay dos bobinas idénticas, la Ecuación 4.2 se multiplica por 2. Finalmente, variando la distancia desde una de las bobinas, hasta el punto central $\frac{\rho^2}{2}$, se obtiene la

distribución de campo magnético entre las dos bobinas. Se escogió un radio de las bobinas, tal que existiera una región de campo magnético aproximadamente homogéneo, igual a la longitud de los blindajes (10cm). Con un radio de bobinas $\rho = 40\text{cm}$ y, asumiendo una corriente $I = 1\text{A}$, se logró esa región de campo, como se muestra en la Figura 4.2. Los cálculos detallados se muestran en el Anexo 1.

Figura 4.2 Distribución de campo magnético entre un par de bobinas Helmholtz, de radio $\rho = 40\text{cm}$ y $I = 2\text{A}$



La bobina Helmholtz construida se acopló a un generador de señales, con una etapa de amplificación y control de corriente, con el fin de mantener una corriente de 2A. Para evitar que la bobina se comportara de forma capacitiva, debido a la frecuencia, se conectó un arreglo de condensadores en serie con la bobina, para que entraran mutuamente en resonancia. El montaje de la bobina Helmholtz se muestra en la Figura 4.3.

Figura 4.3 Montaje de la bobina Helmholtz para la medición de campo magnético a la frecuencia de 1MHz



La Tabla 4.3 muestra los valores medidos de tensión inducida V_{ind} entre las terminales del sensor tipo solenoide, en la frecuencia 1MHz.

Tabla 4.3 Tensión inducida entre las terminales del sensor tipo solenoide, en la frecuencia 1MHz

f [MHz]	V_{ind} [V] Calculado	V_{ind} [V] Medido	Error relativo [%]
1	33,5	23,2	-30,8

4.2 MEDICIONES CON BLINDAJE

4.2.1 Tensión inducida en los sensores de campo magnético, con blindaje

Se midió la tensión inducida entre las terminales de los sensores de campo magnético tipo solenoide y de una espira, cuando se encontraban dentro de los blindajes. Se construyó un soporte en cartón para garantizar que la ubicación de los blindajes dentro del solenoide del LABE fuera completamente centrada. La Figura 4.4 muestra la ubicación de los blindajes dentro del solenoide del LABE.

Figura 4.4 Ubicación de los blindajes dentro del solenoide del LABE



El proceso de medición se realizó como se describe a continuación:

4.2.1.1 Mediciones en blindajes de aluminio cerrados con soldadura

a. Rango de frecuencias 10Hz–100kHz

El sistema de medida para el rango de frecuencias 10Hz–100kHz se construyó, incluyendo dentro de los blindajes de aluminio cerrados con soldadura, un sensor tipo solenoide como el mostrado en la Figura 3.9. Se utilizó una etapa de amplificación de la señal de tensión entre las terminales del sensor. Se empleó un amplificador LF351, configurado con ganancia máxima de 82, en el rango de frecuencias 10Hz–10kHz y ganancia máxima de 34 en la frecuencia de 100kHz. La Tabla 4.4, Tabla 4.5 y Tabla 4.6 muestran los valores medidos de tensión inducida atenuada $V_{atenuado}$ por los blindajes de aluminio cerrados con soldadura, para los tres espesores de pared, en del rango de frecuencias 10Hz–100kHz.

Tabla 4.4 Tensión inducida atenuada entre las terminales del sensor tipo solenoide dentro del blindaje de aluminio cerrado con soldadura, con espesor de 0,5mm, en el rango de frecuencias 10Hz–100kHz

f [Hz]	$V_{atenuado}$ [V] Calculado	$V_{atenuado}$ [V] Medido	Error relativo [%]
10	$722,0 \times 10^{-6}$	$720,0 \times 10^{-6}$	-0,3
100	$6,9 \times 10^{-3}$	$7,8 \times 10^{-3}$	13,6
1×10^3	$13,3 \times 10^{-3}$	$13,2 \times 10^{-3}$	-0,8
10×10^3	$1,4 \times 10^{-3}$	$1,4 \times 10^{-3}$	-0,2
100×10^3	$139,0 \times 10^{-6}$	$141,0 \times 10^{-6}$	1,3

Tabla 4.5 Tensión inducida atenuada entre las terminales del sensor tipo solenoide dentro del blindaje de aluminio cerrado con soldadura, con espesor de 1mm, en el rango de frecuencias 10Hz–100kHz

f [Hz]	$V_{atenuado}$ [V] Calculado	$V_{atenuado}$ [V] Medido	Error relativo [%]
10	$720,0 \times 10^{-6}$	$732,0 \times 10^{-6}$	1,6
100	$6,1 \times 10^{-3}$	$7,3 \times 10^{-3}$	20,6
1×10^3	$6,9 \times 10^{-3}$	$8,4 \times 10^{-3}$	22,1
10×10^3	$696,0 \times 10^{-6}$	$841,0 \times 10^{-6}$	20,8

Tabla 4.6 Tensión inducida atenuada entre las terminales del sensor tipo solenoide dentro del blindaje de aluminio cerrado con soldadura, con espesor de 1,5mm, en el rango de frecuencias 10Hz–100kHz

f [Hz]	$V_{atenuado}$ [V] Calculado	$V_{atenuado}$ [V] Medido	Error relativo [%]
10	$719,0 \times 10^{-6}$	$732,0 \times 10^{-6}$	1,8
100	$5,2 \times 10^{-3}$	$5,8 \times 10^{-3}$	10,9
1×10^3	$4,6 \times 10^{-3}$	$4,0 \times 10^{-3}$	-13,3
10×10^3	$464,0 \times 10^{-6}$	$263,0 \times 10^{-6}$	-43,3

b. Frecuencias 100kHz y 1MHz

La Tabla 4.7 muestra la tensión inducida atenuada medida entre las terminales del sensor tipo solenoide, dentro de los blindajes de aluminio cerrados con soldadura, ubicados entre las bobinas Helmholtz mostradas en la Figura 4.3, para las frecuencias 100kHz y 1Mhz, en función del espesor del blindaje.

Tabla 4.7 Tensión inducida atenuada entre las terminales del sensor tipo solenoide dentro de los blindajes de aluminio cerrados con soldadura, para la frecuencia 100kHz, en función del espesor de los blindajes

Esesor [mm]	$V_{atenuado}$ [mV] Calculado	$V_{atenuado}$ [mV] Medido	Error relativo [%]
0,5	7,4	6,8	-8,1
1	13,8	7,1	-48,6
1,5	13,8	6,8	-50,7

Tabla 4.8 Tensión inducida atenuada entre las terminales del sensor tipo solenoide dentro de los blindajes de aluminio cerrados con soldadura, para la frecuencia 1MHz, en función del espesor de los blindajes

Espesor [mm]	$V_{atenuado}$ [mV] Calculado	$V_{atenuado}$ [mV] Medido	Error relativo [%]
0,5	43,7	39,9	-8,7
1	43,7	41,2	-5,2
1,5	43,7	43,5	-0,5

4.2.1.2 Mediciones en blindajes de aluminio cerrados con tornillos

a. Rango de frecuencias 10Hz–100kHz

El sistema de medida para el rango de frecuencias 10Hz–100kHz se construyó, incluyendo dentro de los blindajes de aluminio cerrados con tornillos, un sensor tipo solenoide como el mostrado en la Figura 3.9. Se utilizó una etapa de amplificación de la señal de tensión entre las terminales del sensor. Se empleó un amplificador LF351, configurado con ganancia máxima de 82, en el rango de frecuencias 10Hz–10kHz y ganancia máxima de 34 en la frecuencia de 100kHz. La Tabla 4.9, Tabla 4.10 y Tabla 4.11 muestran los valores medidos de tensión inducida atenuada $V_{atenuado}$ por los blindajes de aluminio cerrados con tornillos, para los tres espesores de pared, en el rango de frecuencias 10Hz–100kHz. Adicionalmente, se muestra una comparación de los resultados obtenidos, contra los blindajes cerrados con soldadura.

Tabla 4.9 Comparación de la tensión inducida atenuada entre las terminales del sensor tipo solenoide, dentro de los blindajes de aluminio cerrados con tornillos y con soldadura, con espesor de 0,5mm, en el rango de frecuencias 10Hz–100kHz

f [Hz]	$V_{atenuado}$ [V] Tornillos	$V_{atenuado}$ [V] Soldadura	Proporción [%]
10	$744,0 \times 10^{-6}$	$720,0 \times 10^{-6}$	3,2
100	$8,1 \times 10^{-3}$	$7,8 \times 10^{-3}$	3,7
1×10^3	$25,0 \times 10^{-3}$	$13,2 \times 10^{-3}$	47,2
10×10^3	$7,9 \times 10^{-3}$	$1,4 \times 10^{-3}$	82,3
100×10^3	$4,4 \times 10^{-3}$	$141,0 \times 10^{-6}$	96,8

Tabla 4.10 Comparación de la tensión inducida atenuada entre las terminales del sensor tipo solenoide, dentro de los blindajes de aluminio cerrados con tornillos y con soldadura, con espesor de 1mm, en el rango de frecuencias 10Hz–100kHz

f [Hz]	$V_{atenuado}$ [V] Tornillos	$V_{atenuado}$ [V] Soldadura	Proporción [%]
10	$732,0 \times 10^{-6}$	$732,0 \times 10^{-6}$	0
100	$8,1 \times 10^{-3}$	$7,3 \times 10^{-3}$	9,9
1×10^3	$24,9 \times 10^{-3}$	$8,4 \times 10^{-3}$	66,2
10×10^3	$7,9 \times 10^{-3}$	$841,0 \times 10^{-6}$	89,4
100×10^3	$47,3 \times 10^{-3}$	$7,1 \times 10^{-3}$	85,0

Tabla 4.11 Comparación de la tensión inducida atenuada entre las terminales del sensor tipo solenoide, dentro de los blindajes de aluminio cerrados con tornillos y con soldadura, con espesor de 1,5mm, en el rango de frecuencias 10Hz–100kHz

f [Hz]	$V_{atenuado}$ [V] Tornillos	$V_{atenuado}$ [V] Soldadura	Proporción [%]
10	$756,0 \times 10^{-6}$	$732,0 \times 10^{-6}$	3,2
100	$7,8 \times 10^{-3}$	$5,8 \times 10^{-3}$	25,6
1×10^3	$18,5 \times 10^{-3}$	$4,0 \times 10^{-3}$	78,4
10×10^3	$7,6 \times 10^{-3}$	$263,0 \times 10^{-6}$	96,5
100×10^3	$54,4 \times 10^{-3}$	$6,8 \times 10^{-3}$	87,5

b. Frecuencia 1MHz

La Tabla 4.12 muestra la tensión inducida atenuada medida entre las terminales del sensor tipo solenoide, dentro de los blindajes de aluminio cerrados con tornillos, ubicados entre las bobinas Helmholtz mostradas en la Figura 4.3, para la frecuencia 1Mhz, en función del espesor del blindaje.

Tabla 4.12 Comparación de la tensión inducida atenuada entre las terminales del sensor tipo solenoide, dentro de los blindajes de aluminio cerrados con tornillos y con soldadura, para la frecuencia 1MHz, en función del espesor del blindaje

Espesor [mm]	$V_{atenuado}$ [mV] Tornillos	$V_{atenuado}$ [mV] Soldadura	Proporción [%]
0,5	3,7	43,5	91,5
1	3,8	41,2	90,8
1,5	2,2	32,2	93,2

4.2.2 Efectividad de blindaje

4.2.2.1 Efectividad de blindaje de blindajes de aluminio cerrados con soldadura

La Tabla 4.13, Tabla 4.14 y Tabla 4.15 muestran la efectividad de blindaje que proporcionan los blindajes de aluminio cerrados con soldadura.

Tabla 4.13 Efectividad de blindaje del blindaje de aluminio cerrado con soldadura, con espesor de 0,5mm, en función de la frecuencia

f [Hz]	S [dB] Calculado	S [dB] Medido	Error absoluto [dB]
10	$4,5 \times 10^{-3}$	$-148,0 \times 10^{-3}$	-0,2
100	$429,0 \times 10^{-3}$	$320,0 \times 10^{-3}$	-0,1
1×10^3	10,6	11,0	-0,4
10×10^3	30,2	30,5	-0,3
100×10^3	50,2	50,0	0,2
1×10^6	54,8	55,3	0,5

Tabla 4.14 Efectividad de blindaje del blindaje de aluminio cerrado con soldadura, con espesor de 1mm, en función de la frecuencia

f [Hz]	S [dB] Calculado	S [dB] Medido	Error absoluto [dB]
10	$18,0 \times 10^{-3}$	$-294,0 \times 10^{-3}$	-0,3
100	1,5	$880,0 \times 10^{-3}$	-0,6
1×10^3	16,3	14,9	-1,4
10×10^3	36,2	34,9	-1,3
100×10^3	50,2	45,3	-4,9
1×10^6	54,8	55,0	0,2

Tabla 4.15 Efectividad de blindaje del blindaje de aluminio cerrado con soldadura, con espesor de 1,5mm, en función de la frecuencia

f [Hz]	S [dB] Calculado	S [dB] Medido	Error absoluto [dB]
10	$40,4 \times 10^{-3}$	$-294,0 \times 10^{-3}$	-0,3
100	2,9	3,0	0,1
1×10^3	19,7	21,4	1,7
10×10^3	39,7	45,0	5,3
100×10^3	50,2	47,4	-2,8
1×10^6	54,8	54,5	-0,3

4.2.2.2 Efectividad de blindaje de blindajes de aluminio cerrados con tornillos

La Tabla 4.16, Tabla 4.17 y Tabla 4.18 muestran la efectividad de blindaje medida, que proporcionan los blindajes de aluminio cerrados con tornillos. Adicionalmente, se hace una comparación entre la efectividad de blindaje proporcionada por los blindajes de aluminio cerrados con soldadura, contra los cerrados con tornillos.

Tabla 4.16 Comparación de la efectividad de blindaje de los blindajes de aluminio cerrados con tornillos y con soldadura, para el espesor de 0,5mm, en función de la frecuencia

f [Hz]	S [dB] Tornillos	S [dB] Soldadura	Proporción [%]
10	$-438,0 \times 10^{-3}$	$-148,0 \times 10^{-3}$	66,2
100	$52,5 \times 10^{-3}$	$320,0 \times 10^{-3}$	83,6
1×10^3	5,5	11,0	50,0
10×10^3	15,4	30,5	49,5
100×10^3	20,2	50,0	59,6
1×10^6	15,9	55,3	71,2

Tabla 4.17 Comparación de la efectividad de blindaje de los blindajes de aluminio cerrados con tornillos y con soldadura, para el espesor de 1mm, en función de la frecuencia

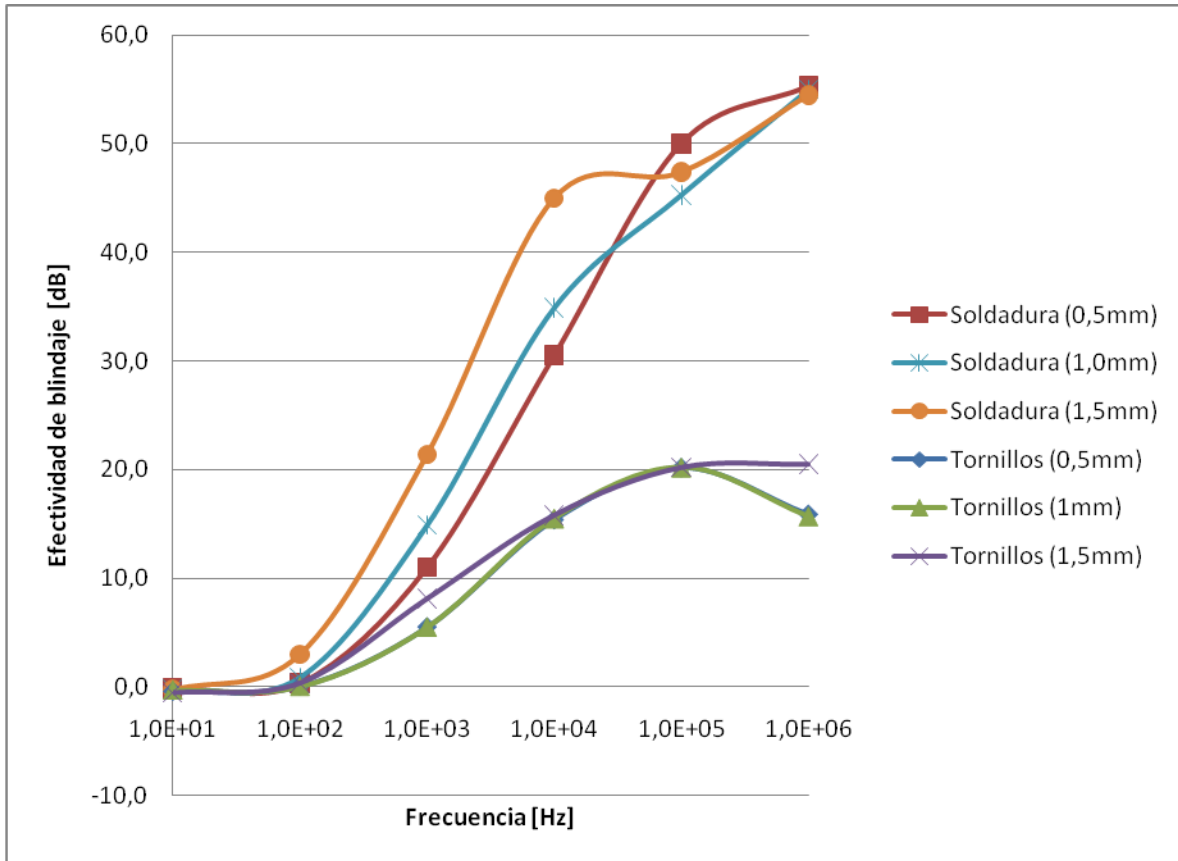
f [Hz]	S [dB] Tornillos	S [dB] Soldadura	Proporción [%]
10	$-294,0 \times 10^{-3}$	$-294,0 \times 10^{-3}$	0,0
100	$52,5 \times 10^{-3}$	$880,0 \times 10^{-3}$	94,0
1×10^3	5,5	14,9	63,1
10×10^3	15,5	34,9	55,6
100×10^3	20,2	45,3	55,4
1×10^6	15,7	55,0	71,5

Tabla 4.18 Comparación de la efectividad de blindaje de los blindajes de aluminio cerrados con tornillos y con soldadura, para el espesor de 1,5mm, en función de la frecuencia

f [Hz]	S [dB] Tornillos	S [dB] Soldadura	Proporción [%]
10	$-579,0 \times 10^{-3}$	$-294,0 \times 10^{-3}$	49,2
100	$320,0 \times 10^{-3}$	3,0	89,3
1×10^3	8,1	21,4	62,2
10×10^3	15,8	45,0	64,9
100×10^3	20,2	47,4	57,3
1×10^6	20,5	54,5	62,4

En la Figura 4.5 se muestra la comparación de la efectividad de blindaje que proporcionan los blindajes de aluminio cerrados con soldadura y tornillos, en función de la frecuencia y espesor del blindaje.

Figura 4.5 Comparación de la efectividad de blindaje que proporcionan los blindajes de aluminio cerrados con soldadura y tornillos, en función de la frecuencia y espesor del blindaje



4.2.2.3 Efectividad de blindaje de blindajes de hierro cerrados con soldadura

La Tabla 4.19 muestra la efectividad de blindaje medida, que proporcionan los blindajes de hierro cerrados con soldadura.

Tabla 4.19 Efectividad de blindaje medida, de los blindajes de hierro cerrados con soldadura, en función de la frecuencia y espesor de las paredes

f [Hz]	S [dB]		
	Espesor [mm]		
	0,5	1	1,5
10	4,6	7,7	8,6
100	5,9	8,0	9,8
1×10^3	9,8	17,0	24,4
10×10^3	36,4	57,7	61,3
100×10^3	37,1	53,2	58,2
1×10^6	37,0	51,6	59,9

4.2.2.4 Efectividad de blindaje de blindajes de hierro cerrados con tornillos

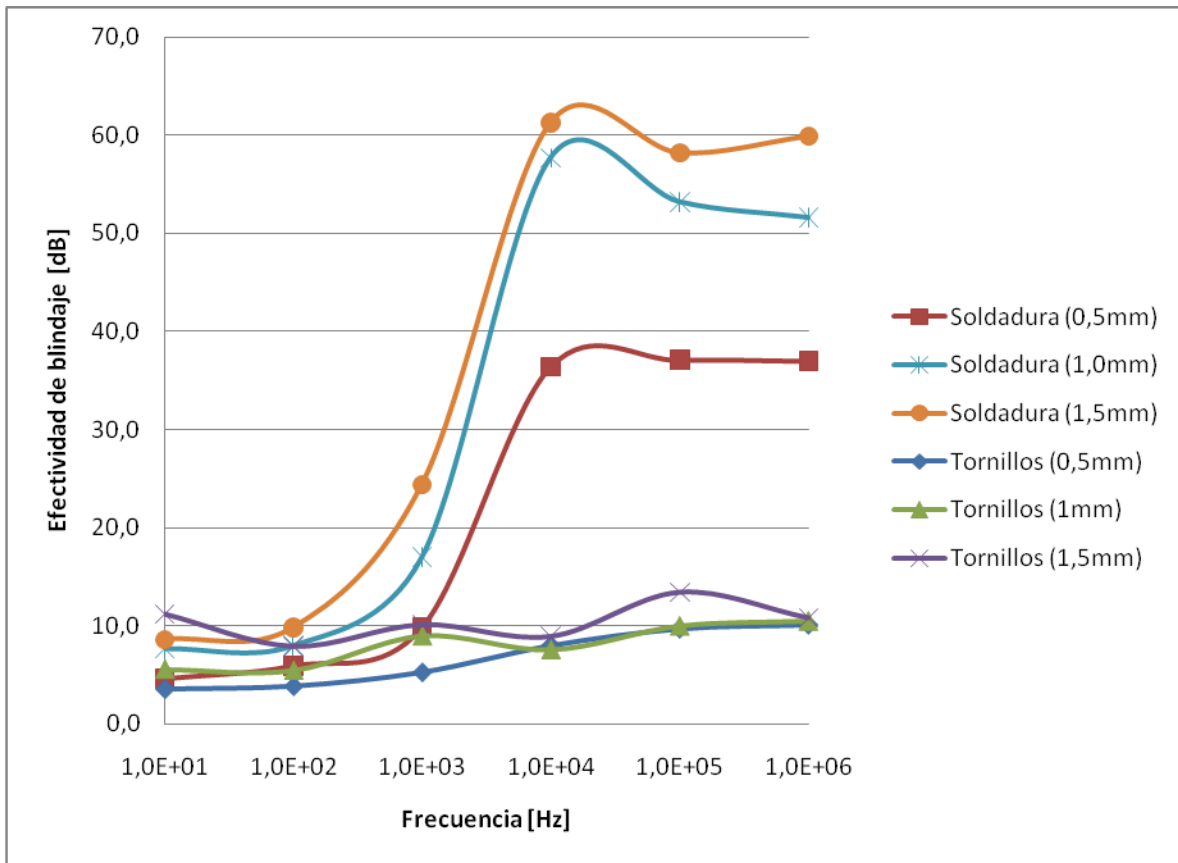
La Tabla 4.20 muestra la efectividad de blindaje medida, que proporcionan los blindajes de hierro cerrados con tornillos.

Tabla 4.20 Efectividad de blindaje medida, de los blindajes de hierro cerrados con tornillos, en función de la frecuencia y espesor de las paredes

f [Hz]	S [dB]		
	Espesor [mm]		
	0,5	1	1,5
10	3,6	5,6	11,2
100	3,9	5,5	7,9
1×10^3	5,3	9,0	10,1
10×10^3	8,0	7,6	8,9
100×10^3	9,7	10,0	13,4
1×10^6	10,1	10,5	10,8

En la Figura 4.6 se muestra la comparación de la efectividad de blindaje que proporcionan los blindajes de hierro cerrados con soldadura y tornillos, en función de la frecuencia y espesor del blindaje.

Figura 4.6 Comparación de la efectividad de blindaje que proporcionan los blindajes de hierro cerrados con soldadura y tornillos, en función de la frecuencia y espesor del blindaje



4.3 ANÁLISIS DE RESULTADOS

4.3.1 Efectividad de blindaje de blindajes de aluminio

A partir de los resultados mostrados en la Tabla 4.9, Tabla 4.10, Tabla 4.11, Tabla 4.4, Tabla 4.5, Tabla 4.6, Tabla 4.16, Tabla 4.17, Tabla 4.18, Tabla 4.13, Tabla 4.14 y Tabla 4.15, se puede concluir lo siguiente:

- Se puede observar una diferencia promedio del 60% en los resultados de las mediciones realizadas de tensión inducida y efectividad de blindaje, en los blindajes de aluminio cerrados con soldadura, respecto a los cerrados con tornillos. Esta situación permite concluir que la presencia de aperturas en un blindaje, ocasiona una disminución drástica en la efectividad de blindaje de un compartimento diseñado para atenuar campos magnéticos. Por lo tanto, debido a que en las aplicaciones reales no es posible soldar los blindajes, es

recomendable reducir el número de aperturas y realizar un ajuste cuidadoso de las zonas donde se cierran los blindajes con tornillos y suplementos adecuados.

b. Se puede observar un error máximo de 5dB y un error promedio de 1dB, en la efectividad de blindaje calculada en el modelo teórico del blindaje de aluminio ideal, respecto a las mediciones de tensión inducida y efectividad de blindaje, del blindaje de aluminio cerrado con soldadura. Las diferencias presentadas son justificables desde los siguientes puntos de vista:

- El modelo parte de la teoría electromagnética básica, pero como las geometrías construidas no son totalmente perfectas y los materiales no son ideales, se introducen errores al considerar en los cálculos que todos los elementos son ideales.
- El entorno donde se realizaron las mediciones no estuvo completamente aislado de otras fuentes de interferencia electromagnética, diferentes a la fuente de interferencia utilizada.
- El osciloscopio utilizado tiene una resolución de 2mV. La necesidad de amplificar las señales para que el osciloscopio estuviera en capacidad de registrarlas, también constituye una fuente de error.

c. La efectividad de blindaje que proporciona el aluminio se incrementa ante el aumento en el espesor de las paredes del blindaje, aproximadamente en 1dB/mm.

4.3.2 Efectividad de blindaje de blindajes de hierro

A partir de los resultados mostrados en la Tabla 4.20 y Tabla 4.19, se puede concluir lo siguiente:

- a. En las frecuencias de 10Hz y 100Hz, se observa una diferencia promedio de 6dB en la efectividad de blindaje que proporciona el hierro, respecto a la efectividad de blindaje que proporciona el aluminio. Por lo tanto, se puede concluir que, en muy bajas frecuencias, el hierro un material más adecuado que el aluminio, para atenuar campos magnéticos.
- b. Se puede observar que en las frecuencias de 1kHz a 1MHz, la efectividad de blindaje promedio de los blindajes de hierro es 50dB, lo que hace que este material se comporte similar al aluminio. Esto se puede justificar porque la resistencia del hierro, debido a su alta permeabilidad, se ve altamente afectada por el efecto piel. Luego, la corriente que circula

por las paredes del blindaje, tiende a tomar el camino externo de las paredes, lo cual hace que la onda de campo magnético no penetre el blindaje.

- c. Del mismo modo que los blindajes de aluminio, la efectividad de blindaje que proporciona el hierro se incrementa ante el aumento en el espesor de las paredes del blindaje, de la siguiente forma: En las frecuencias de 10Hz y 100Hz, la relación aproximada entre efectividad de blindaje y espesor es de 0,5dB/mm, En la frecuencia de 1kHz, 1,5dB/mm y en el rango de frecuencias de 10kHz a 1MHz, 3dB/mm.
- d. Del mismo modo que los blindajes de aluminio, al comparar los blindajes cerrados con tornillos con los blindajes cerrados con soldadura, se observan diferencias promedio de 2dB/mm, en el rango de frecuencias 10Hz a 1kHz y 8dB/mm, en el rango de frecuencias 10kHz a 1MHz. Por lo tanto, se concluye que la efectividad de blindaje mejora sustancialmente si las paredes del cubo están completamente selladas.

5 CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

5.1 CONCLUSIONES

El estudio de materiales metálicos usados como apantallamiento de campos magnéticos, entregó las siguientes conclusiones:

- En muy bajas frecuencias, los materiales metálicos no magnéticos, proporcionan una muy baja efectividad de blindaje, en comparación con los materiales magnéticos.
- En altas frecuencias, Los materiales metálicos magnéticos y no magnéticos, proporcionan una efectividad de blindaje similar. Por lo tanto, se puede concluir que los materiales magnéticos, por su alta permeabilidad, son muy adecuados para atenuar campos magnéticos, en un alto rango de frecuencias.
- La efectividad de blindaje que proporcionan los materiales metálicos y magnéticos se incrementa ante el aumento en el espesor de las paredes del blindaje.
- La efectividad de blindaje que proporcionan los materiales metálicos y magnéticos se incrementa, si se reduce el número de aperturas y se optimizan las uniones del blindaje.

5.2 RECOMENDACIONES

El estudio de materiales metálicos usados como apantallamiento de campos magnéticos, permite proponer las siguientes recomendaciones:

- Aunque se realizó la caracterización experimental sobre la efectividad de blindaje que proporcionan los materiales magnéticos, se recomienda realizar el estudio teórico de la efectividad de blindaje contra campos magnéticos, que proporcionan los materiales magnéticos, desde la teoría electromagnética y de circuitos eléctricos.

- Se recomienda iniciar el estudio teórico–experimental sobre la efectividad de blindaje contra campos magnéticos, que proporcionarían combinaciones de materiales metálicos y magnéticos, en función de la frecuencia y espesores de material.
- Se recomienda realizar un estudio experimental minucioso sobre la influencia de las aperturas, en blindajes contra campo magnético, y las alternativas para minimizar su efecto.

BIBLIOGRAFÍA

1. ALEXANDER, Charles y SADIKU, Mattew. "Fundamentals of electric circuits", 2nd Edition. McGraw Hill Science, 2004.
2. CLAYTON, Paul: "Introduction to electromagnetic compatibility", 2nd Edition. Wiley–Interscience, 2006.
3. GONZÁLEZ, Gerardo: "Optimización de aisladores de alta tensión en el seno de distribuciones tridimensionales de campo eléctrico". Tesis Doctoral, Universidade da Coruña, 2003.
4. JOHNSON, Carl: "Teoría electromagnética, campos y ondas". Limusa, 1996.
5. JOHNSON, David; JOHNSON, Johnny; HILBURN, John y SCOTT, Peter: "Electric circuit analysis", 3rd Edition. Prentice–Hall, 1997.
6. MILLER, Donald y BRIDGES, Jack: "Review of Circuit Approach to Calculate Shielding Effectiveness". IEEE transactions on electromagnetic compatibility, 1968.
7. OTT, Henry: "Noise reduction techniques in electronic systems", 2nd Edition. Wiley–Interscience, 1988.
8. SADIKU, Mattew: "Elements of electromagnetics", 3rd Edition. Oxford University Press, 2003.
9. SHIM, Jongjoo; KAM, Dong Gun; KWON, Jong Hwa y KIM, Joungho: "Circuit Modeling and Measurement of Shielding Effectiveness Against Oblique Incident Plane Wave on Apertures in Multiple Sides of Rectangular Enclosure". IEEE transactions on electromagnetic compatibility, 2010.
10. LOVAT, Giampiero: "Near-Field Shielding Effectiveness of 1-D Periodic Planar Screens With 2-D Near-Field Sources". IEEE transactions on electromagnetic compatibility, 2009.
11. ZIOLKOWSKI, Marcin y GRATKOWSKI, Stanislaw R.: "Shielding From External Magnetic Fields by Rotating Nonmagnetic Conducting Cylindrical Shells". IEEE transactions on electromagnetic compatibility, 2009.
12. MARVIN, Andrew C.; DAWSON, Linda; FLINTOFT, Ian D. y DAWSON, John F.: "A Method for the Measurement of Shielding Effectiveness of Planar Samples Requiring No Sample Edge Preparation or Contact". IEEE transactions on electromagnetic compatibility, 2009.
13. ARANEO, Rodolfo y LOVAT, Giampiero: "Fast MoM Analysis of the Shielding Effectiveness of Rectangular Enclosures With Apertures, Metal Plates, and Conducting Objects". IEEE transactions on electromagnetic compatibility, 2009.

14. LIU, Qi-Feng; YIN, Wen-Yan; XUE, Ming-Feng; MAO, Jun-Fa y LIU, Qing-Huo: "Shielding Characterization of Metallic Enclosures With Multiple Slots and a Thin-Wire Antenna Loaded: Multiple Oblique EMP Incidences With Arbitrary Polarizations". IEEE transactions on electromagnetic compatibility, 2009.
15. LIU, Qi-Feng; YIN, Wen-Yan; MAO, Jun-Fa y CHEN, Zhizhang: "Accurate Characterization of Shielding Effectiveness of Metallic Enclosures With Thin Wires and Thin Slots". IEEE transactions on electromagnetic compatibility, 2009.
16. BOGORAD, Alexander L.; DEETER, Matthew P.; AUGUST, Kevin A.; DOORLEY, Graham; LIKAR, Justin J. y HERSCHITZ, Roman: "Shielding Effectiveness and Closeout Methods for Composite Spacecraft Structural Panels". IEEE transactions on electromagnetic compatibility, 2008.
17. POUHE, David y MÖNICH, Gerhard: "Assessment of Shielding Effectiveness of Gaskets by Means of the Modified Bethe's Coupling Theory". IEEE transactions on electromagnetic compatibility, 2008.
18. MARVIN, Andrew C. y CUI, Yong: "Shielding Measurements of Equipment Enclosures in the Radiating Near Field". IEEE transactions on electromagnetic compatibility, 2007.
19. SCHARSTEIN, Robert W.; WALLER, Marsellas L. y SHUMPERT, Thomas H.: "Near-Field and Plane-Wave Electromagnetic Coupling into a Slotted Circular Cylinder: Hard or TE Polarization". IEEE transactions on electromagnetic compatibility, 2006.
20. LOVE, Derik C. y ROTHWELL, Edward J.: "A Mode-Matching Approach to Determine the Shielding Properties of a Doubly Periodic Array of Rectangular Apertures in a Thick Conducting Screen". IEEE transactions on electromagnetic compatibility, 2006.
21. KONEFAL, Tadeusz; DAWSON, John F.; MARVIN, Andrew C.; ROBINSON, Martin P. y PORTER, Stuart J.: "A Fast Circuit Model Description of the Shielding Effectiveness of a Box With Imperfect Gaskets or Apertures Covered by Thin Resistive Sheet Coatings". IEEE transactions on electromagnetic compatibility, 2006.

ANEXOS

1 MEMORIAS DE CÁLCULO

Este documento incluye un disco compacto con las memorias de cálculo realizadas para obtener los valores teóricos del estudio. A continuación se relaciona el contenido del disco.

1.1 Método de simulación de cargas

En la carpeta titulada “Simulación de cargas”, se encuentran 5 archivos con formato EXCEL 2007 (.xlsx), donde muestran los cálculos de todas las capacidades mediante el método de simulación de cargas. El contenido de los archivos se describe a continuación:

- SimCargaSen1.xlsx: Método de simulación de cargas del arreglo solenoide–sensor, SIN blindaje y con sensor de 1 vuelta.
- SimCargaSen1Blind.xlsx: Método de simulación de cargas del arreglo solenoide–sensor, CON blindaje y con sensor de 1 vuelta.
- SimCargaSen1Pant.xlsx: Método de simulación de cargas del arreglo solenoide–sensor, SIN blindaje y con sensor de 1 vuelta, apantallado para evitar la capacidad parásita entre solenoide–sensor.
- SimCargaSen100.xlsx: Método de simulación de cargas del arreglo solenoide–sensor, SIN blindaje y con sensor de 100 vueltas.
- SimCargaSen100Blind.xlsx: Método de simulación de cargas del arreglo solenoide–sensor, CON blindaje y con sensor de 100 vueltas.

1.2 Cálculos generales

En la carpeta titulada “Cálculos generales”, se encuentra el archivo “Cálculos solenoide LABE”, con formato EXCEL 2007 (.xlsx), donde se muestran todos los cálculos del modelo del solenoide del LABE, sensores, blindajes y efectividad de blindaje. Adicionalmente, se encuentra el archivo “Cálculos Bobina Helmholtz”, donde se muestran todos los cálculos de la bobina Helmholtz utilizada para las mediciones, a las frecuencias de 100kHz y 1MHz.

1.3 Cálculo de las matrices de impedancias de los modelos de blindajes de aluminio

En la carpeta titulada “Matrices Z”, se encuentran 3 archivos con formato EXCEL 2007 (.xlsx), donde se muestran los cálculos de las matrices de impedancias que modelan los blindajes de aluminio, en función de la frecuencia y espesor del blindaje. El contenido de los archivos se describe a continuación:

- Matriz Z (0,5mm).xlsx: Cálculo de las matrices de impedancias para el blindaje de aluminio, con espesor de paredes 0,5mm, en función de la frecuencia.
- Matriz Z (1,0mm).xlsx: Cálculo de las matrices de impedancias para el blindaje de aluminio, con espesor de paredes 1,0mm, en función de la frecuencia.
- Matriz Z (1,5mm).xlsx: Cálculo de las matrices de impedancias para el blindaje de aluminio, con espesor de paredes 1,5mm, en función de la frecuencia.

1.4 Simulaciones

En la carpeta titulada “Simulaciones”, se encuentran 6 archivos con formato PSPICE–Schematics (.sch), donde se muestran los circuitos simulados del arreglo solenoide–sensor, SIN blindaje. El contenido de los archivos se describe a continuación:

- 1.10HzSen100.sch: Simulación del arreglo solenoide–sensor, con sensor de 100 vueltas, para la frecuencia de 10Hz.
- 2.100HzSen100.sch: Simulación del arreglo solenoide–sensor, con sensor de 100 vueltas, para la frecuencia de 100Hz.
- 3.1kHzSen100.sch: Simulación del arreglo solenoide–sensor, con sensor de 100 vueltas, para la frecuencia de 1kHz.
- 4.10kHzSen100.sch: Simulación del arreglo solenoide–sensor, con sensor de 100 vueltas, para la frecuencia de 10kHz.
- 5.100kHzSen100.sch: Simulación del arreglo solenoide–sensor, con sensor de 100 vueltas, para la frecuencia de 100kHz.
- 6.1MHzSen1pant.sch: Simulación del arreglo solenoide–sensor, con sensor de 1 vuelta, apantallado, para la frecuencia de 10Hz.

2 HOJA DE CARACTERÍSTICAS DEL OSCILOSCOPIO DIGITAL TEKTRONIX TDS1002

Digital Storage Oscilloscopes

► TDS1002 • TDS1012 • TDS2002 • TDS2012 • TDS2014 • TDS2022 • TDS2024

► TDS1000 and TDS2000 Series Electrical Characteristics

	TDS1002	TDS1012	TDS2002	TDS2012	TDS2014	TDS2022	TDS2024
Display (1/4 VGA LCD)	Mono	Mono	Color	Color	Color	Color	Color
Bandwidth* ¹	60 MHz	100 MHz	60 MHz	100 MHz	100 MHz	200 MHz	200 MHz
Channels	2	2	2	2	4	2	4
External Trigger Input	Yes on all models						
Sample Rate on each channel	1.0 GS/s	1.0 GS/s	1.0 GS/s	1.0 GS/s	1.0 GS/s	2.0 GS/s	2.0 GS/s
Record Length	2.5 K points on all models						
Vertical Resolution	8-bits						
Vertical Sensitivity	2 mV to 5 V/div on all models with calibrated fine adjustment						
DC Vertical Accuracy	±3% on all models						
Vertical Zoom	Vertically expand or compress a live or stopped waveform						
Max Input Voltage	300 V _{RMS} CAT II; derated at 20 dB/decade above 100 kHz to 13 V _{p-p} AC at 3 MHz and above						
Position Range	2 mV to 200 mV/div ±2 V; >200 mV to 5 V/div ±50 V						
BW Limit	20 MHz for all models						
Input Coupling	AC, DC, GND on all models						
Input Impedance	1 MΩ in parallel with 20 pF						
Time Base Range	5 ns to 50 sec/div	5 ns to 50 sec/div	5 ns to 50 sec/div	5 ns to 50 sec/div	5 ns to 50 sec/div	2.5 ns to 50 sec/div	2.5 ns to 50 sec/div
Time Base Accuracy	50 ppm						
Horizontal Zoom	Horizontally expand or compress a live or stopped waveform						

*¹Bandwidth is 20 MHz at 2 mV/div, all models. Bandwidth is 200 MHz typical between 40 °C and 50 °C, 200 MHz models only.

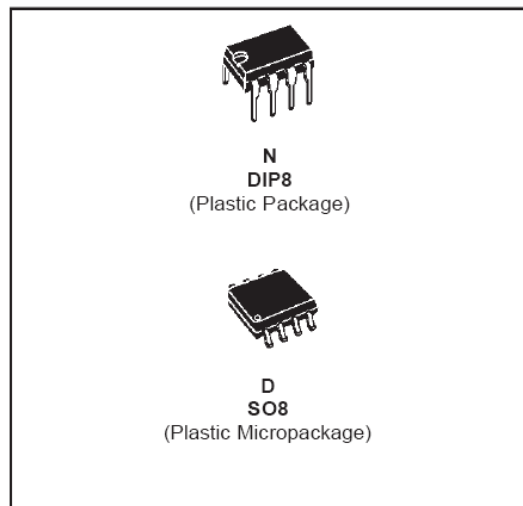
3 HOJA DE CARACTERÍSTICAS DEL AMPLIFICADOR LF351



LF151
LF251 - LF351

WIDE BANDWIDTH SINGLE J-FET OPERATIONAL AMPLIFIER

- INTERNALLY ADJUSTABLE INPUT OFFSET VOLTAGE
- LOW POWER CONSUMPTION
- WIDE COMMON-MODE (UP TO V_{CC}^+) AND DIFFERENTIAL VOLTAGE RANGE
- LOW INPUT BIAS AND OFFSET CURRENT
- OUTPUT SHORT-CIRCUIT PROTECTION
- HIGH INPUT IMPEDANCE J-FET INPUT STAGE
- INTERNAL FREQUENCY COMPENSATION
- LATCH UP FREE OPERATION
- HIGH SLEW RATE : 16V/ μ s (typ)

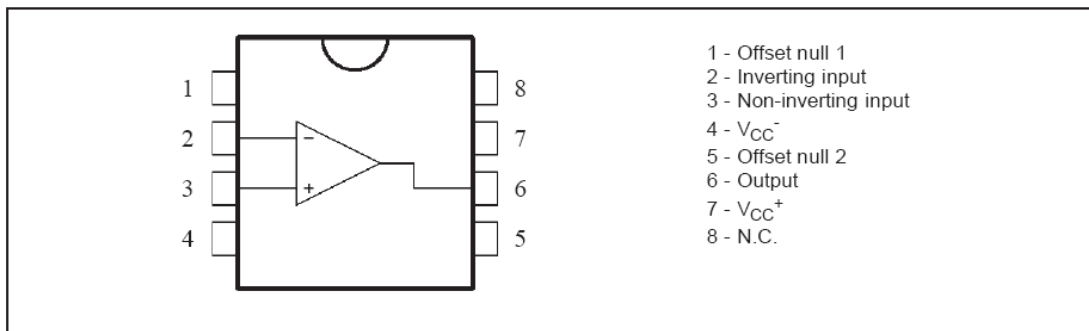


DESCRIPTION

These circuits are high speed J-FET input single-operational amplifiers incorporating well matched, high voltage J-FET and bipolar transistors in a monolithic integrated circuit.

The devices feature high slew rates, low input bias and offset currents, and low offset voltage temperature coefficient.

PIN CONNECTIONS (top view)

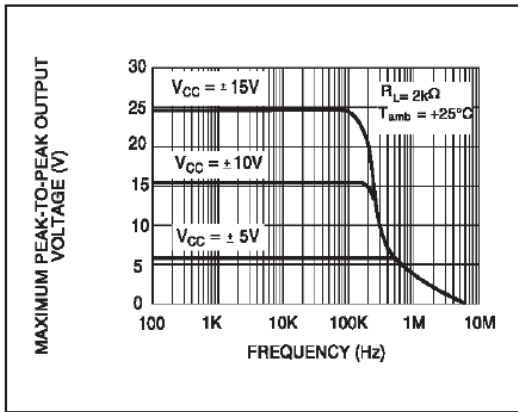


ORDER CODE

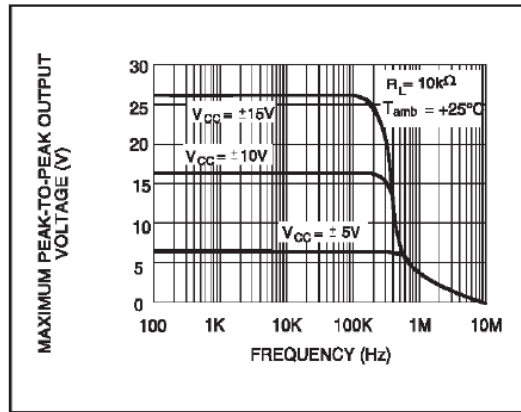
Part Number	Temperature Range	Package	
		N	D
LF351	0°C, +70°C	•	•
LF251	-40°C, +105°C	•	•
LF151	-55°C, +125°C	•	•

N = Dual in Line Package (DIP)
D = Small Outline Package (SO) - also available in Tape & Reel (DT)

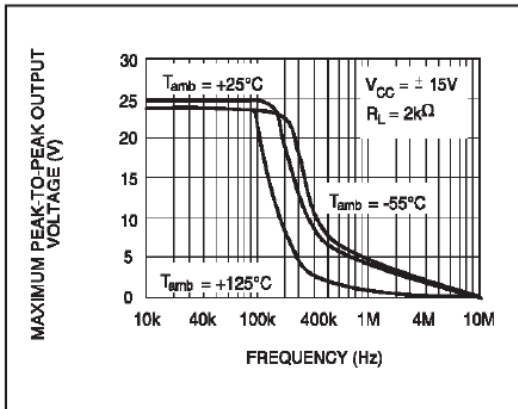
VOLTAGE versus FREQUENCY



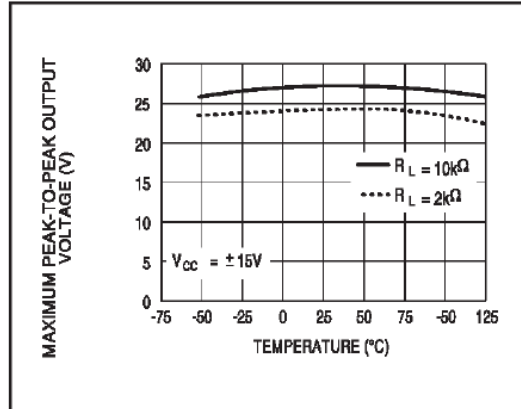
VOLTAGE versus FREQUENCY



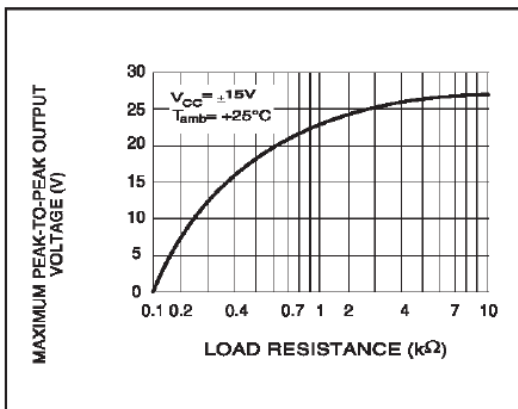
MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE versus FREQUENCY



MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE versus FREE AIR TEMP.



MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE versus LOAD RESISTANCE



MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE versus SUPPLY VOLTAGE

