

**DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UNA SONDA DE CAMPO MAGNÉTICO
PARA LA DETECCIÓN DE PROBLEMAS DE INTERFERENCIA
ELECTROMAGNÉTICA EN TARJETAS DE CIRCUITO IMPRESO**

**URIEL ALFONSO MARTÍNEZ VILLAMIZAR
SAMIR LEONARDO TOLOZA MARIÑO**

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO - MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA
2005**

**DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UNA SONDA DE CAMPO MAGNÉTICO
PARA LA DETECCIÓN DE PROBLEMAS DE INTERFERENCIA
ELECTROMAGNÉTICA EN TARJETAS DE CIRCUITO IMPRESO**

**URIEL ALFONSO MARTÍNEZ VILLAMIZAR
SAMIR LEONARDO TOLOZA MARIÑO**

**Trabajo de grado para optar el título de
INGENIERO ELECTRÓNICO**

Director

ING. JOSÉ ALEJANDRO AMAYA PALACIO UIS

Codirector

MPE. JAIME GUILLERMO BARRERO PEREZ UIS

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERIAS FÍSICO - MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA**

2005

TABLA DE CONTENIDO

	Pág.
INTRODUCCIÓN	1
1. FUNDAMENTACIÓN TEÓRICA	3
1.1 MAGNETISMO	3
1.2 CAMPO MAGNÉTICO	4
1.2.1 La Ley de Biot- Savart	5
1.2.2 La Ley de Ampère	5
1.3 CAMPO CERCANO Y CAMPO LEJANO	8
1.4 SENSORES MAGNÉTICOS	9
1.4.1 Sensores de efecto may	9
1.4.2 Sensores Magnetoresistivos	12
1.5 SENSORES DE CAMPO PRÓXIMO Y CAMPO LEJANO	14
1.6 COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNÉTICA EN EL DISEÑO DE TARJETAS DE CIRCUITO IMPRESO	15
1.6.1 Tipos de interferencias electromagnéticas en un PCB	16
1.7 IMPEDANCIA CARACTERÍSTICA DE UNA PISTA DE CIRCUITO IMPRESO	22
1.7.1 Parámetros de un par de pistas de circuito impreso	24
1.8 RECOMENDACIONES EN DISEÑO DE PCB	26
1.8.1 Terminación de la línea	30
1.8.2 Técnicas de diseño para la reducción de la diafonía	31

1.8.3 Reflexiones y Ringing	33
2. DISEÑO DEL SENSOR	36
2.1 TOPOLOGÍA USADA	36
2.2 MÉTODO EXPERIMENTAL DE MEDIDA DE IMPEDANCIAS	41
2.2.1 Descripción del método	42
2.2.2 Equipo de medición	45
2.2.3 Caracterización de los sensores de campo magnético	55
2.3 ETAPA AMPLIFICADORA	64
2.3.1 Atenuador RF del analizador de espectros	64
2.3.2 Tarjeta de amplificación	65
3. PRUEBAS REALIZADAS	69
3.1 TARJETAS BAJO PRUEBA	69
3.2 EQUIPO DE MEDICIÓN	72
3.3 SEÑALES OBTENIDAS Y ANÁLISIS	73
CONCLUSIONES	80
RECOMENDACIONES	82
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS	84
ANEXOS	86

LISTA DE FIGURAS

	Pág.
Figura 1. Campo magnético en un solenoide	7
Figura 2. Efecto Hall	10
Figura 3. Gaussímetros: Sonda transversal y axial	11
Figura 4. Estructura del magnetorresistor	13
Figura 5. Sensores de campo próximo y campo lejano	14
Figura 6. Tipos de EMI en un circuito impreso	16
Figura 7. Interferencias conducidas en modo diferencial.	18
Figura 8. Interferencias conducidas en modo común.	18
Figura 9. Acople por diafonía inductiva.	20
Figura 10. Circuito equivalente del acoplamiento inductivo	20
Figura 11. Acoplo por diafonía capacitiva	21
Figura 12. Circuito equivalente del acoplo capacitivo entre pistas.	21
Figura 13. Antena resonante natural formada por las pistas de un PCB.	22
Figura 14. Impedancia de las pistas según su geometría	23
Figura 15. Placa de circuito impreso y geometría de las pistas.	24
Figura 16. Topología <i>microstrip</i> con dos líneas	32
Figura 17. Overshoot y Undershoot	33
Figura 18. Aspecto físico del sensor de campo magnético.	37
Figura 19. Circuito para la comprobación experimental del sensor	38
Figura 20. Circuitos de medida de impedancia.	43
Figura 21. PCB del circuito de medida.	44
Figura 22. Influencia del parámetro <i>Res BandWidth</i>	47
Figura 23. Algoritmo de aplicación del método de medida de impedancias	49
Figura 24. Aspecto físico de la tarjeta auxiliar	51
Figura 25. Impedancia de un condensador cerámico de 100nF.	52
Figura 26. Impedancia de un resistor de 1kΩ de valor nominal	54
Figura 27. Gráfica de Impedancia de los sensores 1, 2 y 3.	55

Figura 28a. Respuesta en frecuencia del sensor 3.	56
Figura 28b. Respuesta en frecuencia del Sensor 1	56
Figura 28c. Respuesta en frecuencia del Sensor 2	57
Figura 29. Impedancia de los sensores 6 y 8	60
Figura 30. Impedancia de los sensores 1 y 7	61
Figura 31. Impedancia de los sensores 2 y 10	63
Figura 32. Impedancia de los sensores 4 y 9	63
Figura 33. Menú de entrada del analizador de espectros	65
Figura 34. Diagrama esquemático de la tarjeta de amplificación	67
Figura 35. Comparación entre ganancia de lazo cerrado y lazo abierto	68
Figura 36. Tarjetas Bajo Prueba: TBP_1	70
Figura 37. Tarjetas Bajo Prueba: TBP_2	71
Figura 38. Posición del sensor sobre las tarjetas bajo prueba	73
Figura 39. Señal captada en el circuito con ángulos curvos. TBP_1	75
Figura 40. Señal captada en el circuito con ángulos de 45°. TBP_1	76
Figura 41. Señal captada en el circuito con ángulos mayores a 90°. TBP_1	77
Figura 42. Señal captada en el circuito con ángulos de 45° y cable de menor longitud. Tarjeta TBP_1	78
Figura 43. Señal captada en el circuito con ángulos de 45°. TBP_2	79

LISTA DE TABLAS

	Pág.
Tabla 1. Distancias para campos próximos y lejanos en función de la frecuencia	9
Tabla 2. Características físicas de los sensores construidos	39
Tabla 3. Inductancia calculada para los sensores construidos	41
Tabla 4. Respuesta de los filtros para una señal senoidal de 1MHz	48
Tabla 5. Parámetros característicos de los sensores	59
Tabla 6. Capacitancia distribuida estimada para los sensores construidos	64

LISTA DE ANEXOS

	Pág.
Anexo A. El Decibel	86
Anexo B. PCB's propuesta de equipo portátil	88
Anexo C. Interfaz de visualización	90

TÍTULO : DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UNA SONDA DE CAMPO MAGNÉTICO PARA LA DETECCIÓN DE PROBLEMAS DE INTERFERENCIA ELECTROMAGNÉTICA EN TARJETAS DE CIRCUITO IMPRESO*

AUTORES: TOLOZA MARIÑO, Samir Leonardo
MARTÍNEZ VILLAMIZAR, Uriel Alfonso**

PALABRAS CLAVE: Compatibilidad electromagnética, acoples, interferencia electromagnética, sensor de campo magnético.

DESCRIPCIÓN

Este trabajo presenta un breve estudio sobre diferentes configuraciones de sensores de campo magnético próximo, diseñados para la detección de interferencias electromagnéticas en tarjetas de circuito impreso. Para la caracterización de los sensores se hace uso de un método experimental de medida de impedancias con el fin de conocer su respuesta en frecuencia.

En desarrollos anteriores, los diseñadores no tomaban en consideración la compatibilidad electromagnética a la hora de diseñar y construir PCB's y la distribución de los elementos se basaba en criterios estéticos con el afán de obtener reducción de tamaño. Debido a esto en algunas ocasiones se presentaban fallas en dichos sistemas a las cuales no se les atribuía explicación lógica. Y aún si estos funcionan, podría resultar que estos no sean comercializables debido a problemas de emisión. Los circuitos analógicos, especialmente los que trabajan a altas frecuencias, tampoco escapan a esta problemática.

Como resultado se diseña, construye y prueba un sensor de campo magnético próximo capaz de detectar de manera rápida, el campo magnético generado por los bucles o pistas radiantes en tarjetas de circuito impreso. Finalmente se describe la utilidad de los sensores para evidenciar los efectos de guardar o no guardar recomendaciones para el diseño de circuitos impresos

* Trabajo de Grado

** Facultad de Ingenierías Físicomecánicas, Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones. Director: José Alejandro Amaya Palacio

TITLE : DESIGN AND MADING OF A MAGNETIC FIELD SENSOR FOR DETECT ELECTROMAGNETIC INTERFERENCE TROUBLES IN PRINTED CIRCUITS BOARDS

AUTORS: SAMIR LEONARDO TOLOZA MARIÑO
URIEL ALFONSO MARTÍNEZ VILLAMIZAR**

KEYWORDS: Electromagnetic compliance, coupling, electromagnetic interference, magnetic field sensor

DESCRIPTION:

This work shows a brief study about different sensor's configurations near magnetic field, designed for detection electromagnetic interferentes on Printed circuit boards. The characterization of sensor is made using an impedance measurement experimental method, to let it know your frecuency response. Some tests on printed circuit boards are presented, with the identification of the phenomenon presented.

In last researchs, the designers in the college did not take in mind the electromagnetic compliance at the time to design the printed circuit board and locate the elements. It was made just for save space. For this reason, sometimes the equipment worked bad, without any explication. If the equipment worked, they weren't marketable for emisions troubles. Specially, analogical circuits which work in high frecuency, do not be save for this trouble.

As result of this work, was designed, made and tested, a near magnetic field sensor, that can detec quikcly, the magtnetic field generated by loops or radiating tracks on printed circuit boards. It was described, the use of the sensors to have a proof, about save compliance electromagnetics standars and do not save compliance electromagnetics standars.

* Project of degree

** Faculty of Physics-Mechanical Engineering. School of Electrical, Electronical and Telecommunications Engineering. Director: Ing. José Alejandro Amaya Palacio

INTRODUCCIÓN

En este trabajo de grado se presenta un breve estudio sobre diferentes configuraciones de sensores de campo magnético próximo, diseñados para la detección de interferencias electromagnéticas en tarjetas de circuito impreso. Inicialmente se exponen conceptos sobre teoría y compatibilidad electromagnética, con el fin de orientar al lector sobre las situaciones y conclusiones que encontrará en esta investigación, las cuales están enmarcadas en los diferentes fenómenos que se presentan en un circuito electrónico. Posteriormente se presentan algunas recomendaciones para la reducción de emisiones electromagnéticas, con base en los estándares IPC para el diseño de circuitos impresos.

En el capítulo 2 se explica detalladamente la metodología usada para el diseño y construcción del sensor de campo magnético, analizando diferentes prototipos en los que se variaron los parámetros más importantes de su geometría y evaluando la incidencia de estos cambios en la determinación de la impedancia de cada uno de ellos. En este punto se utilizó un Método Experimental de Medida de Impedancias en el que se dispuso de equipos que permitieran realizar un análisis de frecuencia hasta 400MHz, la interpretación y visualización de los datos se hizo mediante MATLAB 6.5, pudiéndose observar los efectos capacitivos presentes en altas frecuencias. El capítulo concluye con el diseño de la tarjeta amplificadora que hace parte de la sonda de campo magnético.

Finalmente en el capítulo 3 se presentan los resultados de las pruebas realizadas en laboratorio. Para este propósito se elaboraron dos tipos de tarjetas de circuito impreso: uno que cumpliera con las recomendaciones para reducción de EMI, y otro que incumpliera estas recomendaciones. Esto se hizo con el fin de realizar un análisis comparativo y evidenciar la detección cualitativa del sensor.

La estructura del libro, permite tener una visión general acerca de la compatibilidad electromagnética y puntualizar en algunos aspectos como el diseño y

caracterización del sensor, además el análisis de fenómenos electromagnéticos presentes en PCBs, y el uso de expresiones matemáticas que permiten estimar la resistencia, capacitancia e inductancia presentes en una pista de circuito impreso.

Con este trabajo se espera que el lector tenga en cuenta, que aspectos de estética deseados por un ingeniero en el diseño de un circuito impreso, deben estar fundamentados en las normas mencionadas, con el fin de reducir las emisiones electromagnéticas y garantizar un funcionamiento adecuado del circuito. Adicionalmente en la bibliografía se presentan numerosos documentos de especial interés para profundizar en el estudio de estos fenómenos.

1. FUNDAMENTACIÓN TEÓRICA

Para el lector que no se encuentre familiarizado con la fundamentación teórica acerca de los campos electromagnéticos, a continuación se expondrán algunos conceptos básicos necesarios para poder entender con mayor facilidad el tema sobre el que se desarrolla nuestro trabajo. De esta manera se tratarán conceptos que van desde lo general hasta lo específico que compete a esta investigación: la compatibilidad electromagnética en tarjetas de circuito impreso.

En este capítulo se presentan algunos conceptos básicos sobre campos magnéticos y una breve descripción sobre dos tipos de sensores magnéticos: los sensores *Hall* y los magnetorresistores.

Finalmente se dará una breve fundamentación sobre la compatibilidad electromagnética, mencionando los diferentes tipos de acoplamientos que se producen en las tarjetas de circuito impreso, así como algunas recomendaciones básicas que permiten la disminución de los mismos de acuerdo con resúmenes de estándares para el diseño de PCB's.

1.1 MAGNETISMO

Las fuerzas magnéticas son producidas por el movimiento de partículas cargadas, como por ejemplo electrones. La manifestación más conocida del magnetismo, es la fuerza de atracción o repulsión que se presenta entre los materiales magnéticos como el hierro. Sin embargo, en muchos otros materiales se pueden observar efectos más sutiles del magnetismo.

1.2 CAMPO MAGNÉTICO

Región del espacio donde se ponen de manifiesto los fenómenos magnéticos (atracción y repulsión magnética). Se representa por el vector **B**, inducción magnética o densidad de campo magnético.

La región del espacio situada en las proximidades de un imán o de una carga eléctrica en movimiento posee unas propiedades especiales. Se observa experimentalmente que cuando una carga tiene una velocidad “**v**” en las proximidades de un imán o de otra carga eléctrica en movimiento, existe una fuerza adicional sobre ella que es proporcional al valor de la carga, “**Q**”, al módulo de la velocidad, “**v**”, y al módulo de la inducción magnética, “**B**”. La dirección y sentido de la fuerza dependen de la dirección y sentido relativos de los vectores velocidad e inducción magnética [1]. Así, se dice que en un punto de una región del espacio existe un campo magnético “**B**”, si al situar en dicho punto una carga **Q** que se mueve con velocidad “**v**”, aparece sobre ella una fuerza que viene dada por la expresión:

$$\vec{F} = Q(\vec{v} \times \vec{B}) \quad (1)$$

Por convención se admite que la dirección del campo magnético es aquella en la que la fuerza que actúa sobre la carga resulta ser nula.

La unidad de inducción magnética en el Sistema Internacional de unidades es el Tesla, [T]. Una carga de un *Coulomb* que se mueve con una velocidad de un metro por segundo perpendicular a un campo magnético de un Tesla, experimenta la fuerza de un Newton.

1.2.1 La ley de Biot-Savart

El físico Jean Biot dedujo en 1820 una ecuación que permite calcular el campo magnético \mathbf{B} creado por un elemento diferencial de corriente por el que circula una corriente i .

$$\mathbf{B} = \frac{\mu_0 i}{4\pi} \oint \frac{\hat{\mathbf{u}}_t \times \hat{\mathbf{u}}_r}{r^2} dl \quad (2)$$

\mathbf{B} es el vector campo magnético existente en un punto P del espacio, \mathbf{u}_t es un vector unitario cuya dirección es tangente al circuito y que nos indica el sentido de la corriente en la posición donde se encuentra el elemento dl . El vector unitario \mathbf{u}_r , señala la posición del punto P respecto del elemento de corriente, la permeabilidad magnética del espacio libre $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ [H/m] en el Sistema Internacional de Unidades.

1.2.2 La ley de Ampère

La Ley de Ampère relaciona la densidad de campo magnético \mathbf{B} sobre la trayectoria simétrica con la corriente filamentaria I que origina esta densidad de campo magnético.

Se expresa matemáticamente por medio de la ecuación:

$$\oint \mathbf{B} \cdot d\mathbf{l} = \mu_0 i \quad (3)$$

μ_0 = Permeabilidad magnética en el espacio libre o en el vacío

La ley de Gauss [1], permite calcular el campo eléctrico producido por una distribución de cargas cuando estas poseen alguna simetría (esférica, cilíndrica o un plano cargado).

Del mismo modo la ley de Ampère permite calcular el campo magnético producido por una distribución de corriente que tiene cierta simetría.

Los pasos que hay que seguir para aplicar la ley de Ampère son similares a los de la ley de Gauss.

- Dada la distribución de corrientes deducir la dirección y sentido del campo magnético.
- Elegir un camino cerrado apropiado, atravesado por corrientes y calcular la circulación del campo magnético.
- Determinar la intensidad de la corriente que atraviesa el camino cerrado.
- Aplicar la ley de Ampère y despejar el módulo del campo magnético.

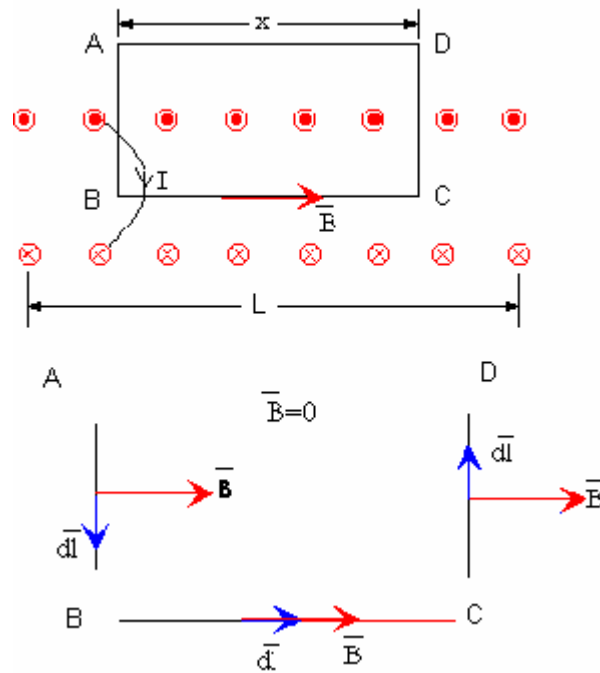
Aplicación de la ley de Ampère: Campo magnético en un solenoide [2]

Suponiendo que el solenoide es muy largo comparado con el radio de sus espiras, el campo es aproximadamente uniforme y paralelo al eje en el interior del solenoide y es nulo fuera del solenoide. En esta aproximación es aplicable la ley de Ampère, expresión (3).

El primer término, es la circulación del campo magnético a lo largo de un camino cerrado y en el segundo término, i se refiere a la intensidad que atraviesa dicho camino cerrado. Para determinar el campo magnético, aplicando la ley de Ampère, se determina un camino cerrado ABCD que sea atravesado por corrientes. La circulación es la suma de cuatro contribuciones, una por cada lado. **Figura 1**

$$\oint B \cdot dl = \int_A^B B \cdot dl + \int_B^C B \cdot dl + \int_C^D B \cdot dl + \int_D^A B \cdot dl \quad (4)$$

Figura 1. Campo magnético en un solenoide.



Fuente: www.sc.ehu.es/sbweb/fisica/electromagnet/magnetico/cMagnetico.html

1. Como se observa en la **Figura 1**, la contribución a la circulación del lado AB es cero ya que bien \vec{B} y $d\vec{l}$ son perpendiculares o bien, \vec{B} es nulo en el exterior del solenoide.
2. De igual manera ocurre en el lado CD .
3. En el lado DA la contribución es cero, ya que el campo en el exterior al solenoide es cero.

El campo es constante y paralelo al lado BC , la contribución a la circulación es Bx , siendo x la longitud de dicho lado.

La corriente que atraviesa el camino cerrado $ABCD$ se puede calcular fácilmente:

Si hay N espiras en la longitud L del solenoide, en la longitud x habrá Nx/L espiras. Como cada espira transporta una corriente de intensidad i , la corriente que atraviesa el camino cerrado $ABCD$ es $Nx \cdot i/L$.

La ley de Ampère se escribe para el solenoide.

$$Bx = \mu_0 \frac{Nx}{L} i \quad ; \quad B = \mu_0 \frac{N}{L} i \quad (5)$$

1.3 CAMPO CERCANO Y CAMPO LEJANO

Las características del campo electromagnético dependen de la fuente, frecuencia, medio de propagación y la distancia entre la fuente y el punto donde está situado el receptor de la interferencia. **[3]**

Para definir que regiones pertenecen a campos cercanos y cuales a campo lejano, se toma como base la región del dipolo hertziano o dipolo magnético elemental y las ecuaciones de campo eléctrico y magnético asociadas; con estos parámetros se plantean la intensidades de campo eléctrico y magnético en determinado punto del espacio, para mas tarde, haciendo uso de la geometría vectorial, se realizan sucesivas aproximaciones que resultan en las expresiones (6) y (7).

En la práctica se puede considerar que la región de campo próximo y campo lejano debe ser de un orden de magnitud menor y mayor respectivamente que la distancia de transición, que es la que separa las regiones de campo próximo y campo lejano:

$$r_{\text{próximo}} \leq 0.1 \cdot \left(\frac{\lambda}{2\pi} \right) \quad (6)$$

$$r_{\text{lejano}} \geq 10 \cdot \left(\frac{\lambda}{2\pi} \right) \quad (7)$$

Estas expresiones incluyen la longitud de onda de la radiación en donde los valores $r_{\text{próximo}}$ y r_{lejano} son función de la frecuencia; la región de transición puede entenderse como una región neutral, en donde también hay radiaciones. En la siguiente tabla se muestran valores de distancias para campos lejanos y próximos en función de la frecuencia.

Tabla 1. Distancias para campos próximos y lejanos en función de la frecuencia

$f(\text{MHz})$	$r_{\text{próximo}}$	$r_{\text{transición}}$	r_{lejano}
30	15.9 cm	159 cm	15.90 m
300	1.59 cm	15.9 cm	1.59 m
3000	0.159 cm	1.59 cm	0.159 m

Fuente: Fundamentos de Compatibilidad Electromagnética. José Luis Sebastián Franco. Cap3

1.4 SENSORES MAGNÉTICOS

1.4.1 Sensores de efecto Hall

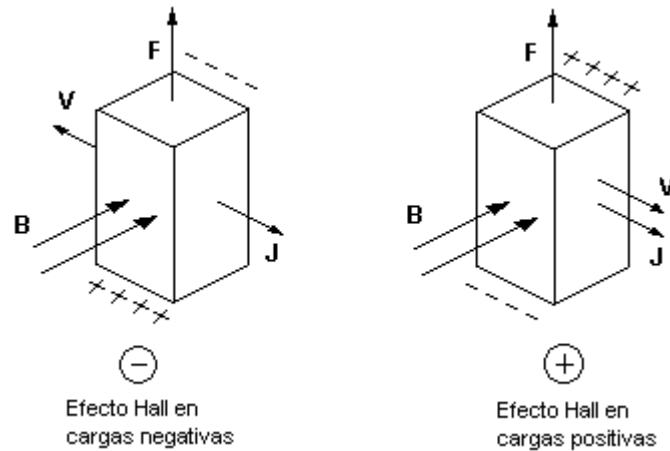
Efecto Hall

Este efecto fue descubierto en 1879 por el físico norteamericano Edwin Hall en 1879. Si una corriente fluye en un conductor (o semiconductor) y se le aplica un campo magnético perpendicular a dicha corriente, entonces la combinación de corriente y campo magnético genera un voltaje perpendicular a ambos. Este fenómeno se denomina *Efecto Hall*. V_H , tensión Hall, es una función de la densidad de corriente, el campo magnético, y la densidad de carga y movilidad portadora del conductor.

La causa del efecto Hall es la desviación que experimentan los electrones que se mueven en el campo magnético bajo la acción de la fuerza de Lorentz (expresión 1).

La **Figura 2**, muestra las direcciones del campo magnético **B**, de la densidad de corriente **J**, de la fuerza de Lorentz **F**, de la velocidad de las cargas **V** (según sean estas positivas o negativas), así como los signos de las cargas concentradas en las caras opuestas superior e inferior para cada tipo de carga (negativa y positiva).

Figura 2. Efecto Hall



Fuente: Facultad de Ingeniería. Universidad de Buenos Aires Argentina

www.fi.uba.ar/materias/6209/download/3-Campos2.pdf

Las cargas siguen siendo desviadas por el campo magnético hasta que la acción de la fuerza en el campo eléctrico transversal equilibre la fuerza de Lorentz.

La diferencia de potencial debida al efecto Hall está determinada por la siguiente expresión:

$$V_H = R_H \cdot \frac{I \cdot B}{d} \quad (8)$$

Donde:

V_H : Tensión Hall

B : Densidad de Campo Magnético

I : Corriente

d : Espesor del material

R_H : Factor Hall del material.

Si R_H es negativo, se le denomina factor normal de Hall y se da cuando las cargas afectadas tienen signo negativo.

Si R_H es positivo cuando las cargas son positivas, el factor asume este signo y se le denomina factor anormal de Hall.

Principales ventajas de los sensores de Efecto Hall.

Las principales ventajas en el uso de sensores basados en el efecto Hall son [5]:

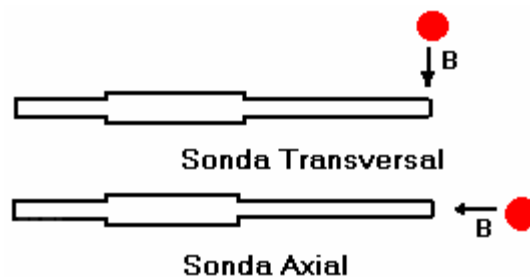
- Dispositivos de estado sólido, fácilmente incorporable a circuitos integrados.
- Sin partes móviles ni frágiles.
- Fácilmente encapsulable para protección en ambientes hostiles.
- Larga vida (del orden de 30 billones de operaciones).
- Alta velocidad de respuesta (por encima de 100 kHz).
- Compatible con niveles de lógica integrada.
- Amplio rango de temperaturas de operación (-40°C a 150°C).
- Operación repetible.

Aplicaciones de los Sensores de efecto Hall.

- Sensores de proximidad
- Lectores de tarjetas magnéticas
- Medidores de voltajes
- Brújulas
- Sistemas de ignición

Una de las aplicaciones típicas de los sensores de efecto Hall son los medidores de campo magnético o **Gaussímetros**.

Figura 3. Gaussímetros: Sonda transversal y axial



Fuente: Facultad de Ingeniería. Universidad de Buenos Aires Argentina.

www.fi.uba.ar/materias/6209/download/3-Campos2.pdf

Estas sondas constan de un sensor y un circuito electrónico de acondicionamiento y presentación de las señales. Hay fundamentalmente dos tipos de sondas: las *sondas transversales*, que miden la componente del campo magnético perpendicular a ellas, y las *sondas axiales*, que miden la componente del campo magnético a lo largo de ellas. La implementación de estas sondas depende de la disposición del campo magnético que se desee analizar, pudiéndose en algunos Gausímetros medir las tres componentes del campo.

1.4.2 Sensores Magnetorresistivos.

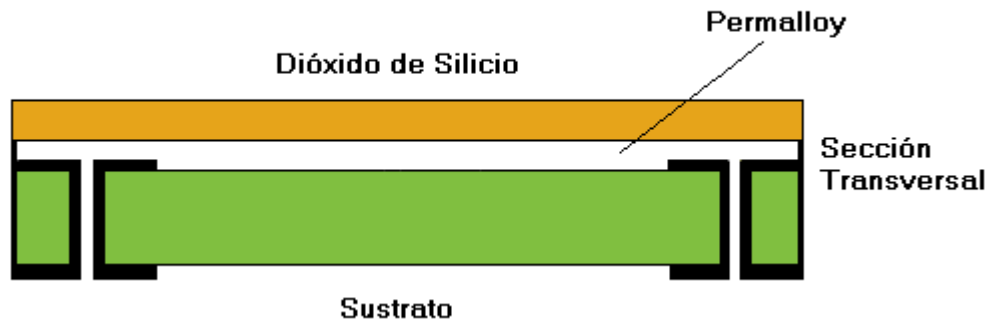
Un magnetorresistor (MR) es un dispositivo de dos terminales que hace uso del efecto magnetorresistivo para cambiar su resistividad en presencia de un campo magnético [5]. El efecto magnetorresistivo está asociado con el efecto Hall.

Un campo magnético aplicado a un conductor por el cual circula una corriente causa que algunos electrones se desvíen de su camino, por lo que además del efecto Hall, hay una disminución de corriente que se traduce en un aumento de la resistencia eléctrica.

En la mayoría de materiales conductores este efecto magnetorresistivo no es significativo, sin embargo, en los materiales anisótropos, por ejemplo los ferromagnéticos, su resistencia eléctrica depende del estado de magnetización. Se clasifican en sensores magnetorresistivos anisótropos (AMR) y sensores magnetorresistivos gigantes (GMR).

Estructura física

Figura 4. Estructura del magnetorresistor



Fuente: www.bairesrobotics.com.ar/data/sensores2003.pdf

El material que forma los magnetorresistores es el permalloy, es una mezcla de aproximadamente 20% de hierro y 80% de níquel.

Aplicaciones de los magnetorresistores

Los magnetorresistores son utilizados como transductores magnéticos y por supuesto, debido a su alta sensibilidad estos sensores pueden medir campos magnéticos muy débiles y son ideales para aplicaciones en brújulas electrónicas y detección de tráfico. Entre sus múltiples aplicaciones se encuentran:

- Automotores:
 - Detección de velocidad de ruedas (sistemas de frenos ABS).
 - Sistemas de control de motores.
 - Medición de posición de válvulas o pedales.
 - Sistemas de encendido electrónico
- Medida de posición lineal y proximidad
- Medición angular
- Potenciómetros sin contacto

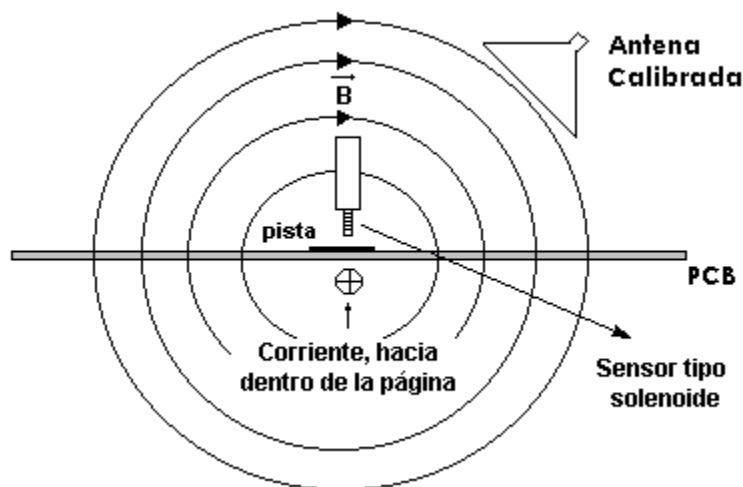
1.5 SENSORES DE CAMPO PRÓXIMO Y CAMPO LEJANO [10]

Existen dos formas para medir el campo generado por un circuito impreso: medir el campo lejano mediante una antena o medir el campo próximo, mediante sensores de efecto Hall, o pequeños solenoides monocapa.

Una antena calibrada es usada para conocer la radiación del circuito impreso y es útil a la hora de evaluar si este cumple con las normativas de emisión de compatibilidad electromagnética. En este tipo de mediciones también es necesario disponer de una Cámara Semianecoica que es un recinto apantallado en todas sus paredes, excepto el suelo, con un material absorbente de RF que evita que se produzcan reflexiones, y seguir un procedimiento indicado en las normativas para la toma de medidas. [3]

Pero si lo que se desea es averiguar de donde proceden dichas emisiones y plantear posibles soluciones, descubrir componentes ruidosos y las zonas de mínima emisión de un PCB, se recurre a los sensores de campo próximo, como los descritos anteriormente. En la **Figura 5** se muestra la aplicación de estos dos tipos de sensores.

Figura 5. Sensores de campo próximo y campo lejano



1.6 COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNÉTICA EN EL DISEÑO DE TARJETAS DE CIRCUITO IMPRESO

La Compatibilidad Electromagnética (CEM) se define como la habilidad de un aparato o sistema de funcionar satisfactoriamente en su entorno electromagnético, es decir, que no cause interferencias electromagnéticas a otros equipos y que a su vez sea insensible a las emisiones electromagnéticas de otros sistemas. [3]

Acoplamiento: es la interrelación entre dos o más circuitos cuando se establece una transferencia de energía entre ellos. Cuando este acoplamiento se produce por radiación electromagnética se conoce como *acoplamiento radiado*. Si se produce a través de pistas o componentes, se conoce como *acoplamiento conducido*.

También se entiende como **Interferencia Electromagnética** (*Electromagnetic Interference EMI*), como el evento o proceso por el cual una perturbación electromagnética degrada el funcionamiento de un dispositivo, equipo, canal de transmisión o sistema. [3]

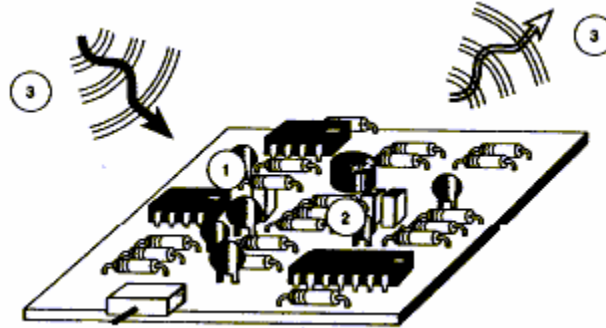
Las interferencias electromagnéticas se pueden clasificar de dos formas:

- Según el medio de propagación, las interferencias electromagnéticas se clasifican en: EMI conducidas, EMI por acoplamiento capacitivo o inductivo y EMI radiadas.

- Según su origen
 - Naturales: Descargas electrostáticas, tormentas eléctricas, radiaciones cósmicas
 - Intrínsecas: Ruido térmico
 - Provocadas: Emisoras de radio y TV, teléfonos celulares, motores.

1.6.1 TIPOS DE INTERFERENCIAS ELECTROMAGNETICAS EN UN PCB

Figura 6. Tipos de EMI en un circuito impreso.



Fuente: www.euitt.upm.es/departamentos/ef/ficheros%20tcim/CEMtcirimpr.pdf

1. **EMI conducidas:** Se propagan a través de cables o pistas de circuito impreso ya sean de alimentación, tierra o señal.
2. **EMI por diafonía:** Se producen cuando existe un acoplamiento capacitivo o inductivo entre dos pistas.
3. **EMI Radiadas. Acoplamiento por Radiación:** Son debidas a la generación de ondas electromagnéticas por parte de las señales que circulan en las pistas del circuito impreso. También se produce este acoplamiento cuando un circuito impreso es afectado por un campo magnético externo.

El diseño de una tarjeta de circuito impreso optimizada en compatibilidad electromagnética debe tener en cuenta los tipos de interferencias mencionados y minimizarlos mediante dos principios básicos:

-Diseñar tarjetas muy densas. Una buena PCB debe ser “opaca”, es decir, sus componentes deben estar lo más agrupados posible. Esto garantiza una menor longitud de las pistas de circuito impreso, consiguiéndose así disminuir la impedancia característica de las mismas y la posibilidad de que estas funcionen como antenas.

-*Trabajar con plano de tierra.* Un plano de tierra es una capa de cobre que hace parte de la tarjeta de circuito impreso y está conectada al común de la fuente de alimentación del circuito.

Un plano de tierra provee un camino de baja impedancia para el retorno de las corrientes cambiantes en el tiempo a su fuente. La ruta de retorno es tanto para señal como para corrientes RF. En un PCB doble cara, con una óptima ruta de retorno RF se reducen las interferencias electromagnéticas, ya que el plano de tierra ofrece un camino de mayor área, en donde puedan formarse las pistas imagen, exactamente opuestas a las pistas que llevan la señal en la cara opuesta del PCB. [7]

Las corrientes RF deben retornar a su fuente de una forma u otra, esta ruta debe ser un plano imagen de su pista original o a través de otra pista localizada en la vecindad (diafonía). Esta ruta de retorno puede ser un plano de potencia, un plano de tierra o el espacio libre [7].

EMI CONDUCIDAS [8]

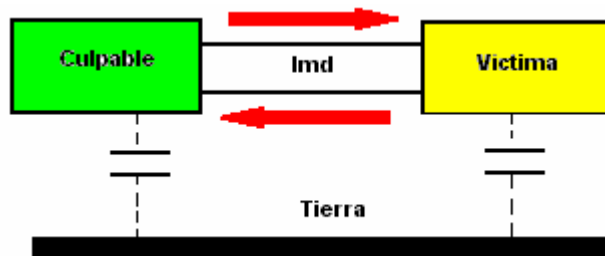
Este tipo de interferencias electromagnéticas, también conocidas como *interferencias por impedancia común*, se producen cuando dos o más circuitos comparten una misma impedancia, es decir, cuando el acoplamiento entre culpable y víctima se produce a través de pistas que unen ambos circuitos, por ejemplo: la línea de tierra.

Las interferencias conducidas se pueden propagar en modo diferencial (MD) o en modo común (MC).

- **Modo Diferencial**

En modo diferencial, las EMI se propagan a través de los conductores activos del circuito, principalmente se deben a bucles de corriente que presenten grandes di/dt .

Figura 7. Interferencias conducidas en modo diferencial.



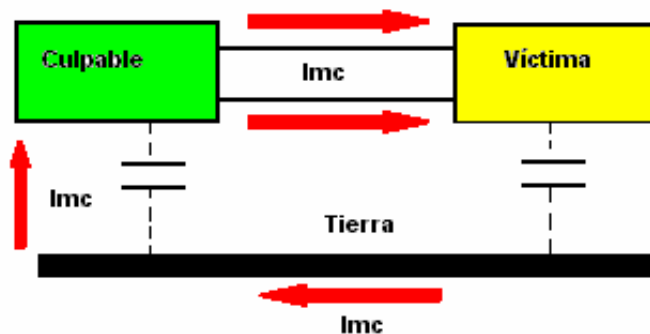
Fuente: Facultad de Ingeniería. Universidad de Buenos Aires Argentina.

www.fi.uba.ar/materias/6666/EMC/download/1-Definiciones%20y%20Normas.pdf

- **Modo Común**

En el modo común, las corrientes de interferencia se propagan por los conductores activos y por la tierra del circuito. Estas corrientes se pueden generar por inducción electromagnética en el lazo formado por los conductores y tierra. Este tipo de interferencias se propagan principalmente por acoples capacitivos.

Figura 8. Interferencias conducidas en modo común.



Fuente: Facultad de Ingeniería. Universidad de Buenos Aires Argentina.

www.fi.uba.ar/materias/6666/EMC/download/1-Definiciones%20y%20Normas.pdf

EMI POR DIAFONÍA

La EMI por diafonía puede ser de dos tipos: por acoplamiento inductivo o por acoplamiento capacitivo.

- **EMI por acoplamiento inductivo**

También se conoce con el nombre de *diafonía inductiva* y se produce por efecto del campo magnético.

Para que se presente este tipo de interferencia se necesita una pista conductora que transporte una corriente eléctrica que produzca un campo magnético y una pista o bucle víctima en la que se genere una diferencia de potencial.

El principio físico de este tipo de interferencia es la Ley de Faraday.

$$V_{inducido} = -\frac{d\Phi}{dt} \quad (9)$$

El flujo magnético que atraviesa el bucle y en consecuencia la fuerza electromotriz será mayor cuanto mayor sea:

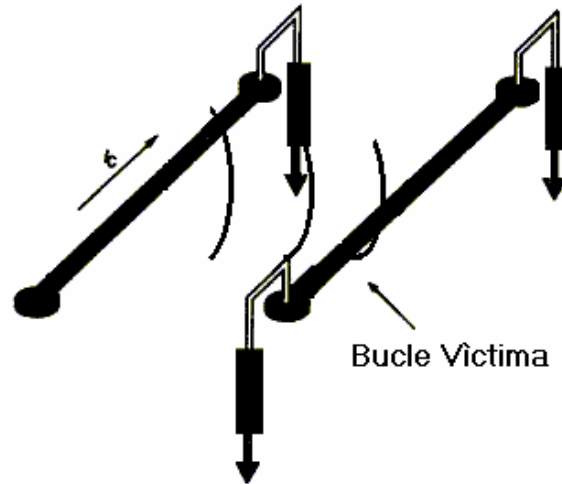
- El valor de la corriente i_c
- El área del bucle víctima
- La distancia entre la pista perturbadora y el bucle víctima

De otro lado la derivada temporal será mayor cuanto mayor sea la frecuencia de la corriente generadora del campo magnético.

Formas de reducción del acoplamiento inductivo:

- Reducir el área del bucle víctima
- Trazar lo más cercanas posibles la pista que transporta la corriente perturbadora y la pista de retorno de esta manera los flujos magnéticos creados por ambas corrientes se anulan.

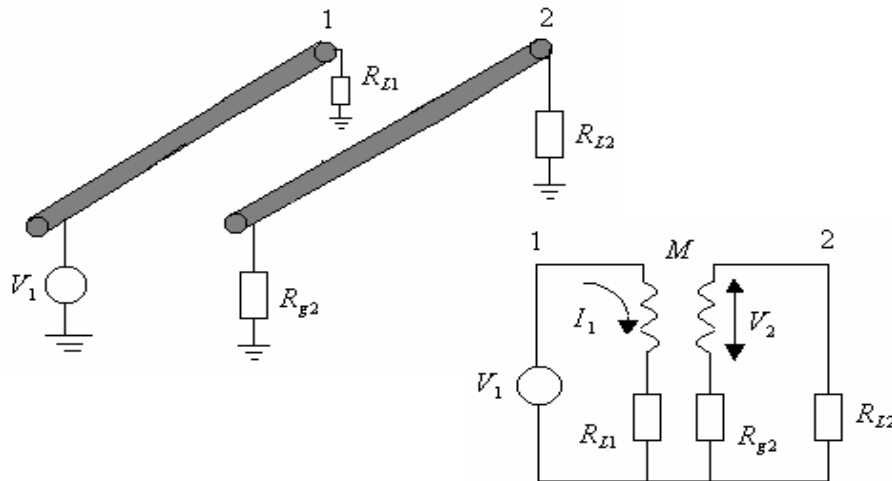
Figura 9. Acople por diafonía inductiva.



Fuente: www.euitt.upm.es/departamentos/ef/ficheros%20cim/CEMtcirimp.pdf

- **Circuito equivalente**

Figura 10. Circuito equivalente del acoplamiento inductivo

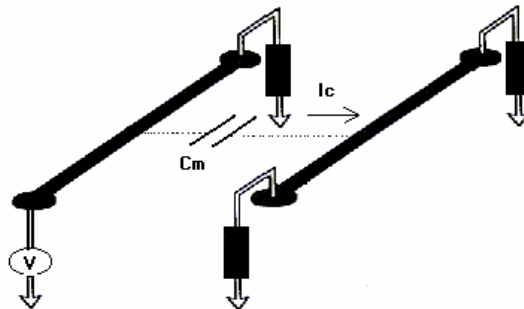


Fuente. Fundamentos de Compatibilidad Electromagnética. José Luis Sebastián. Cap 6.

- **Acople por diafonía Capacitiva**

La diferencia de potencial entre pistas de circuito impreso genera un campo eléctrico. Cuando una de las pistas es sometida a una diferencia de potencial la otra intercepta parte de las líneas de campo, generándose una corriente parásita.

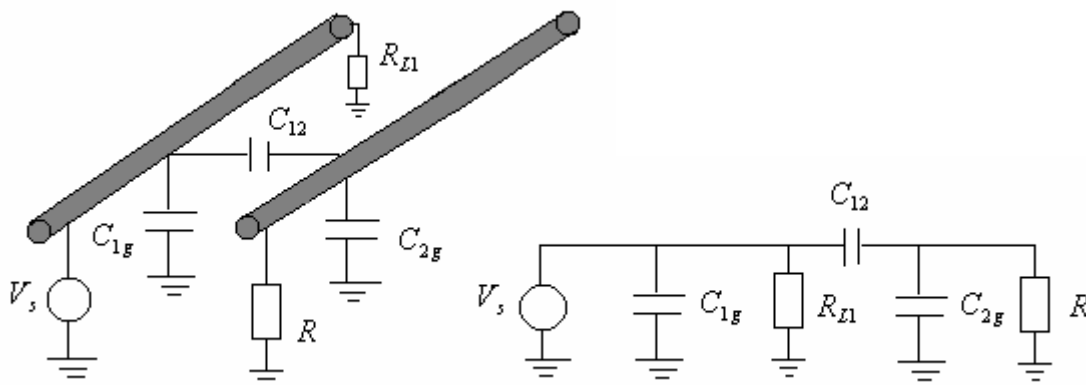
Figura 11. Acoplo por diafonía capacitiva



Fuente: www.euitt.upm.es/departamentos/ef/ficheros%20cim/CEMtcirimpdf

- **Circuito equivalente**

Figura 12. Circuito equivalente del acoplo capacitivo entre pistas.



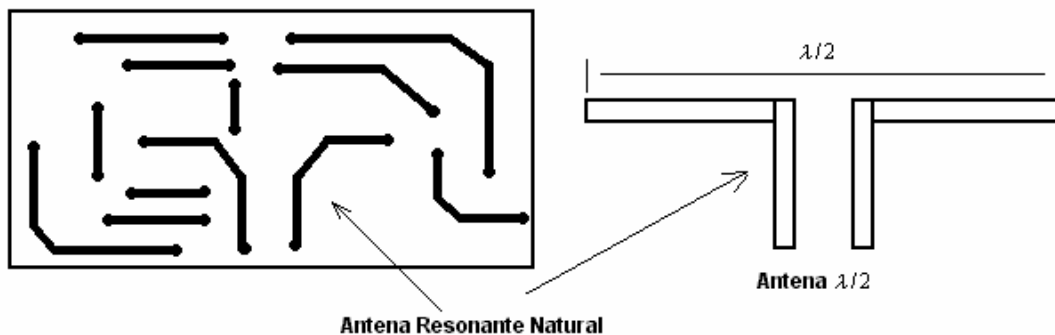
Fuente. Fundamentos de Compatibilidad Electromagnética. José Luis Sebastián Cap 6.

EMI RADIADAS [3]

Además de los elementos parásitos existentes en las pistas, estas también contribuyen a radiar campos electromagnéticos. Para ruido de alta frecuencia, las pistas de un circuito impreso actúan como medio de radiación, especialmente cuando forman un circuito cerrado (lazo). El área del lazo se puede considerar como una antena dipolo magnético que acopla y transmite señales.

A medida que se aumenta la frecuencia, la longitud de onda disminuye y se alcanza una frecuencia para la cual las pistas de un circuito impreso son una fracción apreciable de la longitud de onda, convirtiéndose de esta manera en elementos radiantes (antenas). La **Figura 13** muestra un ejemplo de una antena resonante natural en un PCB.

Figura 13. Antena resonante natural formada por las pistas de un PCB.

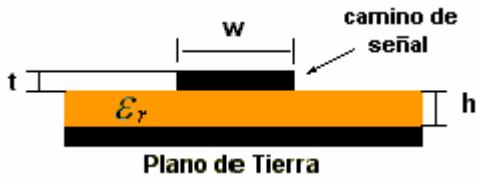


1.7 IMPEDANCIA CARACTERÍSTICA DE UNA PISTA DE CIRCUITO IMPRESO.

A continuación se presentarán las expresiones* para el cálculo de los parámetros de impedancia por unidad de longitud, de una pista de circuito impreso con la geometría de la **Figura 14**, es decir para un circuito implementado en sustrato doble cara.

* Estas expresiones están contenidas en el estándar IPC-D-317A, *Design Guidelines for Electronic Packaging Utilizing High-Speed Techniques*, Enero 1995; Sección 5, pp. 13 - 36.

Figura 14. Impedancia de las pistas según su geometría



Donde:

w : Ancho de la pista en mm.

h : Grosor del sustrato en mm.

t : Grosor de la pista (capa de cobre) en mm.

ϵ_r : Permitividad relativa del sustrato.

- **Impedancia Característica***

$$Z_o = \frac{87}{\sqrt{\epsilon_r + 1.41}} \ln\left(\frac{5.98H}{0.8W + T}\right) \Omega \quad (10)$$

- **Capacitancia Característica****

$$C_o = \frac{0.67(\epsilon_r + 1.41)}{\ln\left(\frac{5.98H}{0.8w + t}\right)} pF / \text{pulgada} \quad (11)$$

- **Inductancia Característica**

$$L_o = C_o Z_o^2 nH / \text{pulgada} \quad (12)$$

* Ecuación 5.32 del estándar IPC-D-317A

** Ecuación 5.33 del estándar IPC-D-317^a

- **Tiempo de Retardo de Propagación**

$$t_{pd} = 1.016\sqrt{0.475\varepsilon_r + 0.67}ns / pie \quad (13)$$

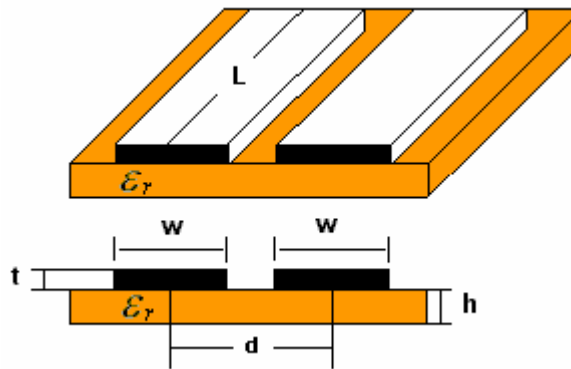
Las anteriores expresiones son válidas bajo las siguientes condiciones:

$$0.1 < \frac{W}{H} < 3.0 \quad 1 < \varepsilon_r < 15$$

1.7.1 PARAMETROS DE UN PAR DE PISTAS DE CIRCUITO IMPRESO [3]

La **Figura 15** muestra dos pistas de una placa de circuito impreso; donde el ancho de las pistas es w , d corresponde a la separación entre los centros de las pistas, l es la longitud de las pistas, t el espesor del cobre y h el espesor del sustrato. A continuación se presentarán las expresiones que permiten calcular los valores de los elementos parásitos con base en la geometría de las pistas.

Figura 15. Placa de circuito impreso y geometría de las pistas.



- **Capacitancia por unidad de longitud**

$$\frac{C}{l} = \frac{\pi \varepsilon_r \varepsilon_0}{\ln\left(\frac{\pi(d-w)}{w+t} + 1\right)} (F/m) \quad (14)$$

Donde ε_r : Permitividad relativa del material entre las pistas.

- **Inductancia por unidad de longitud**

$$\frac{L}{l} \approx \frac{\mu_r \mu_0}{\pi} \ln\left(\frac{\pi(d+w)}{t+w} + 1\right) (H/m) \quad (15)$$

Donde μ_r : permeabilidad relativa del material presente entre las pistas.

- **Resistencia de una pista de resistividad ρ**

$$\frac{R}{l} \approx \frac{\rho}{wt} (\Omega/m) \quad (16)$$

Como ejemplo para el cálculo de estos parámetros de tiene el siguiente caso:

Para un sustrato doble cara, GML 1000 de *Gill Technologies*, como el mostrado en la **Figura 15**, tiene los siguientes parámetros: permitividad relativa =3.2, $h=0.762\text{ mm}$, $t=35\text{ }\mu\text{m}$, $w=1\text{ mm}$ y una separación $d=3\text{ mm}$, se siguen los siguientes resultados:

$$Z_o = \frac{87}{\sqrt{3.2+1.41}} \ln\left(\frac{5.98 \cdot 0.762\text{ mm}}{0.8 \cdot 1\text{ mm} + 35\text{ }\mu\text{m}}\right) = 68.75\Omega$$

La capacitancia característica queda:

$$C_o = \frac{0.67 \cdot (\varepsilon_r \cdot 1.41)}{\ln\left(\frac{5.98 \cdot H}{0.8 \cdot W + T}\right)} = \frac{0.67 \cdot (3.2 + 1.41)}{\ln\left(\frac{5.98 \cdot 0.762\text{ mm}}{0.8 \cdot 1\text{ mm} \cdot 35\text{ }\mu\text{m}}\right)} = 1.820\text{ pF / pulgada}$$

La inductancia característica:

$$L_o = C_o \cdot Z_o = 8.6nH / \text{pulgada}$$

Y el tiempo de propagación:

$$t_{pd} = 1.016 \cdot \sqrt{0.475 \cdot 3.2 + 0.67} = 1.5ns / \text{pie}$$

Especialmente el t_{pd} , es importante para las señales de reloj. Este tiempo de propagación se usa para calcular la longitud máxima de la pista, antes de convertirse en *eléctricamente larga*, como se definirá más adelante, en el apartado 1.8.

1.8 RECOMENDACIONES PARA DISEÑO DE PCB

El diseño de circuitos impresos se ha estandarizado desde hace varios años, teniendo en cuenta aspectos como los expuestos anteriormente.

En lo que se refiere a compatibilidad electromagnética (EMC), los estándares básicos se encuentran recopilados en los estándares IEC y CISPR. Estas normas son dedicadas a aspectos de EMC que son de interés general para todos los comités de trabajo, creación y desarrollo de otras normas, relacionadas con este tema. Algunas familias de normas que pertenecen a este grupo, se refieren a modos de operación específicos y configuraciones que incluyen criterios de operación y niveles de pruebas.

Otros estándares, llamados genéricos, fueron desarrollados por algunos sectores de la industria para los cuales no hay una familia de estándares disponibles, como ocurre con los estándares básicos.

En el diseño de circuitos impresos existen normas como las desarrolladas por *The Institute for Interconnecting and Packaging Electronic Circuits (IPC)*. En este

aspecto, la norma IPC – 2222 es el estándar genérico para el diseño de circuitos impresos (*Generic Standard on Printed Circuit Board Design*) norteamericano. Adicionalmente existen otras normas que se refieren a productos específicos según el ambiente en el que operan. Así mismo, existen para diseños específicos de circuitos impresos, normas básicas IPC (aparte de la genérica) para tal fin, como puede ser la *J-STD-27* que se refiere a componentes, la *IPC-DRM-48* que se refiere a la dureza de los cables y alambres y la *IPC-0040* que se refiere a dispositivos ópticos, entre otras.

Los principales estándares IPC para el diseño de circuitos impresos son los siguientes:

IPC- 2141: *Controlled impedance circuit board and high speed logic design.*

IPC- D330: *Design guide printed wiring*

IPC- TM650: *Test methods manual*

IPC- D322: *Guidelines for selecting printed wiring board sizes using standard panel sizes.*

IPC- ET652: *Guidelines and requirements for electrical testing of unpopulated printed boards.*

IPC- D317: *Design guidelines for electronic packaging utilizing high speed techniques.*

Estos son sólo apartes de normas que existen para diseño y fabricación de circuitos impresos; se han hecho muchos estudios sobre los efectos presentes en las pistas de circuitos impresos, como los acoples que se forman en tales sistemas (apartado 1.6.1). También se encuentran aportes de científicos dedicados a este estudio, cuyo resultado se evidencia en complejas ecuaciones que describen el comportamiento de los flujos de energía que se crean en un PCB, y como minimizar su impacto en su funcionamiento (*performance*).

A continuación se presentan algunas recomendaciones generales, tales como acoples, planos de referencia y colocación de componentes, ya que acceder a los estándares requiere, adquirir los derechos de autor, lo que no se tuvo en cuenta en

el presupuesto para este trabajo. Sin embargo manteniendo algunos aspectos de importancia sobre el diseño de un circuito impreso, se pueden evidenciar los efectos de cumplir o no cumplir con estas recomendaciones; entre las más importantes se encuentran:

1. Colocación de los componentes

Es importante tener en cuenta esta recomendación en los circuitos digitales, dado que son los más susceptibles a interferencias. En un circuito con microcontrolador, por ejemplo, el cristal y su circuito asociado, encargado de entregar la señal de reloj al micro para su operación, debe estar lo más cerca posible a los pines de entrada del microcontrolador dispuestos para la recepción de la señal de reloj.

Esto se hace con el fin de reducir la inductancia parásita de la pista del circuito impreso, que puede ocasionar armónicos de frecuencia diferentes a la señal entregada por el cristal; así mismo una pista que transporta una señal cambiante en el tiempo, genera un flujo cambiante en el tiempo, por lo tanto también se tiene una inductancia asociada y un acople capacitivo, de modo que esta pista puede convertirse en un elemento resonante.

Por lo anterior es recomendable separar las áreas analógicas y digitales que puedan estar presentes dentro de un mismo circuito impreso; como las tierras de los circuitos deben unirse en algún punto, esto debe ocurrir en una región alejada (en proporción a la dimensión de los circuitos integrados), de los componentes sensibles de la tarjeta, preferiblemente en el conector de tierra de la fuente de alimentación. También se debe garantizar un plano de tierra ininterrumpido, con el fin de asegurar un correcto retorno de las señales manejadas. [7]

2. *Enrutado de las pistas*

Las pistas deben tener en lo posible, ángulos de 45 grados. El software *Trax-Maker*, permite enrutar los quiebres de las pistas de modo que se mantenga el ancho de la misma. Lo ideal es realizar quiebres curvos para mantener el ancho, con el fin de conservar la impedancia característica de la pista.

Se debe garantizar que las pistas posean su pista imagen ininterrumpida en el plano de tierra. Esto se hace para mejorar la cancelación de flujo magnético acoplado.

3. *Plano de tierra para las señales de retorno*

El plano de tierra debe ocupar casi completamente una de las caras del circuito impreso. Este plano es importante debido a que las corrientes RF deben retornar a su origen por una traza paralela, en forma de una traza (pista) imagen en la cara opuesta o una pista localizada cerca de la pista fuente en la misma cara (pista de guarda). Esta ruta de retorno puede ser un plano de tierra o un plano de potencia y en el peor de los casos el espacio libre, ya que las corrientes RF se acoplarán capacitiva o inductivamente a cualquier línea de transmisión que tenga una impedancia más baja que la ruta previamente definida.

Implementando un plano de tierra, el flujo magnético en la línea de transmisión es cancelado diferencialmente con su imagen en el plano de retorno (plano de tierra) de modo que se minimizan las emisiones. [7]

Como se mencionó anteriormente, es importante garantizar que el plano de tierra no se interrumpa justo debajo de la pista que transporta la señal; si hay

una interrupción, la capacitancia de acople con el plano de tierra aumentará, debido a la modificación de la distancia con la pista imagen.

4. *Elementos de desacople*

Como elementos de desacople se pueden considerar condensadores para los conectores de la fuente con el circuito y condensadores en los pines de alimentación del circuito integrado. Si se requiere de un diseño en detalle existen fórmulas que consideran los tiempos de propagación de las señales de reloj en las familias lógicas y circuitos integrados amplificadores, entre otros parámetros, que permiten calcular el valor del condensador más adecuado para el tipo de filtrado que deba hacerse.

En la mayoría de circuitos con amplificadores operacionales, los fabricantes señalan en las respectivas hojas de datos, colocar condensadores de 100 nF lo más cerca posible a los pines de alimentación del integrado y condensadores de $10\ \mu\text{F}$ cerca de los conectores de la fuente con el circuito impreso. En el capítulo 2, se muestra la efectividad de un condensador cerámico de 100 nF , en donde se establece un límite en frecuencia, llamado frecuencia de autoresonancia, hasta el cuál este elemento se comportará como un condensador.

1.8.1 Terminación de la línea

La terminación de la línea juega un papel importante tanto en la integridad de la señal, como en la minimización de la interferencia de energía RF. Para prevenir problemas en la impedancia de acople y proveer una alta calidad de transferencia de señal entre circuitos, la terminación es requerida [7]. Por ejemplo, con señal de reloj rápida, de 100MHz, las reflexiones que puedan ocurrir en una línea larga del impreso, pueden hacer que el receptor reciba el doble de la frecuencia de reloj.

Existen seis configuraciones para las terminaciones de las líneas en un circuito impreso:

1. Terminación en serie
2. Terminación en paralelo
3. Terminación Thévenin
4. Terminación RC
5. Terminación con diodos
6. Señales diferenciales

Estas terminaciones y la profundización de sus conceptos se encuentran en [7].

En una terminación de línea, el retardo que se induce está definido por la constante de tiempo que forman la resistencia de terminación y la capacitancia distribuida de la línea y de la carga. Este retardo varía según la terminación de línea implementada.

1.8.2 Técnicas de diseño para reducción de la diafonía [7].

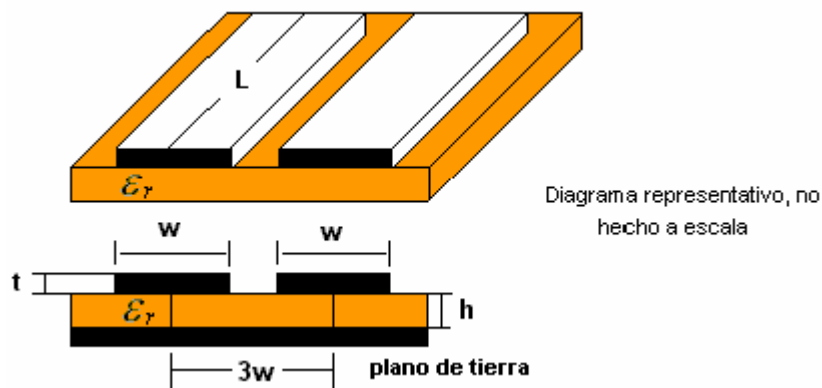
Algunos aspectos a tener en cuenta para reducir la diafonía en el diseño de un PCB son los siguientes:

- Agrupar las familias lógicas de acuerdo a su funcionalidad
- Minimizar las longitudes de pistas enrutadas paralelamente.
- Localizar los componentes lejos de interconexiones de entrada-salida y otras áreas susceptibles a la corrupción de datos y acoplamientos.
- Proveer pistas de terminación de impedancias controladas.
- Prevenir el enrutado de pistas paralelas.
- Proveer suficiente separación entre las pistas para minimizar los efectos por acople inductivo.
- Reducir la distancia de separación de líneas de señal al plano de referencia (plano imagen)
- Reducir la impedancia de la pista y controlar el nivel de señal.

- Aislar componentes de alto nivel de ruido: como relojs, dispositivos de entrada-salida e interconectores de alta velocidad en diferentes capas dentro del sustrato (PCB multicapa).
- Proveer filtros de banda limitada en líneas de transmisión específicas para prevenir frecuencias RF resultantes del acoplamiento entre la fuente y las pistas víctima. Este filtro consiste en un circuito RLC resonante en serie entre la fuente y el plano de referencia.

Existe una regla para minimizar el acople entre líneas de transmisión en un PCB, llamada *regla de $3w$* . Esta recomendación establece que la distancia entre pistas debe ser tres veces el ancho de una pista, medida entre centros de las pistas paralelas [7]. Por ejemplo, una traza o línea de impreso que transporte una señal variante en el tiempo, con 1 mm de grosor, debe tener una línea de guarda separada 3 mm , medidos desde el centro de la línea de señal hasta el centro de la línea de guarda. Se debe aclarar que la cancelación o minimización de flujo acoplado empleando esta regla, es afectada por el uso de un plano de referencia o plano de tierra para las pistas de señal **Figura 16**.

Figura 16. Topología *microstrip* con dos líneas



De este modo, si el plano de tierra está físicamente más cerca de línea de señal que la línea de guarda, se mejorará el efecto de la cancelación del flujo acoplado ($h < 3w$,

en la Figura 16). Basándose en el ejemplo descrito, la regla tendrá un mejor efecto si el plano de tierra está a una distancia menor a 3 mm , de la línea de señal.

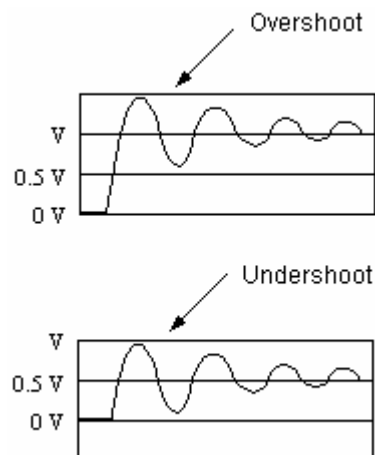
El principal punto a tener en cuenta es el hecho de que la minimización del flujo magnético acoplado en pistas adyacentes, ocurre en el eje horizontal, es decir un eje paralelo a la superficie del PCB.

Así mismo, el uso de la *regla de $3w$* , es necesaria cuando se tienen diseños que manejen señales de reloj, pares diferenciales, señales de audio y video, línea de *reset* y otras redes con sistemas críticos.

1.8.3 Reflexiones y *ringing*

Las reflexiones se presentan en la mayoría de los circuitos digitales. Estas señales son distorsiones en la integridad de la señal producto de incorrectas terminaciones de las pistas del impreso, o de no hacer la terminación cuando se debe. El *ringing*, contenido en una línea de transmisión o pista de impreso, contiene efectos de *overshoot* y *undershoot*, que son dos manifestaciones de este fenómeno; el *overshoot*, en la **Figura 17**, representa un incremento de más del 40% en la amplitud de la señal (V).

Figura 17. *Overshoot y Undershoot*



En el apartado 1.8.1, se mencionaron algunas técnicas para realizar la terminación de la línea; las reflexiones se deben en gran parte a pistas que son *eléctricamente largas*, esto significa, pistas de impreso en las cuales el tiempo de propagación y reflexión dentro de la pista, es mayor que el tiempo de subida (estado low a estado high, de la señal digital que circula por ellas); una pista eléctricamente larga ocasionará problemas de reflexión, diafonía y *ringing*.

Algunas de las causas de reflexiones en las pista de impreso son:

- Cambios en el ancho de la pista
- Falta de terminaciones
- Transitorios en los conectores

Mediante un cálculo simple se puede determinar la longitud aproximada para la cual una pista de circuito impreso se convierte en eléctricamente larga, caso en el cual se hace necesario implementar una red para la terminación de la línea. Dentro de una línea de transmisión la velocidad de propagación es aproximadamente el 60% de la velocidad de la luz [7], de modo que la máxima longitud permisible sin tener que realizar una terminación de línea es:

$$l_{\max} = \frac{t_r}{2 \cdot t'_{pd}} \quad (17)$$

Donde:

t_r = Tiempo de transición (Low-Hi) (*ns*)

t'_{pd} = Tiempo de propagación (*ns*)

l_{\max} = Longitud máxima de la pista de impreso (*cm*)

Se debe tener en cuenta tomar el valor más alto para el tiempo de transición de la señal (Low-Hi). Con esta ecuación también se puede considerar un solo intervalo de propagación, es decir, considerando sólo el tiempo transcurrido de la fuente a la carga, para cuyo caso la l_{\max} sería la mitad de la longitud dada por (17). Esta

ecuación tiene implícitamente el valor de la constante dieléctrica del material y de acuerdo a la topología que se este empleando tiene asociado otro parámetro, descrito en detalle en la referencia [7].

Tomando el mismo sustrato, que para el ejemplo hecho en el apartado 1.7, se tiene

$tr = 4.2ns$, correspondiente a una señal de reloj

$tpd' = 0.0493ns/cm$, **resultado obtenido, según la expresión (13)**

$$l_{\max} = \frac{4.2}{2 \cdot 0.0493} = 85.19cm$$

Lo que significa que por el sustrato utilizado, que corresponde al GML 1000 de *Gill Technologies*, la pista deberá tener una terminación de línea después de 80cm. Puede decirse que nunca se hará en un PCB una pista de esa longitud, luego no se necesitará de hacer terminación de línea.

2. DISEÑO DEL SENSOR

En este capítulo se expone la metodología usada para el diseño, construcción y caracterización de los sensores de campo magnético. Inicialmente se describen las características físicas de los sensores de campo magnético y se presenta el método de medida de impedancias utilizado para la caracterización de los sensores construidos. Adicionalmente se resaltan algunas consideraciones a tener en cuenta para el ajuste de los equipos de medición.

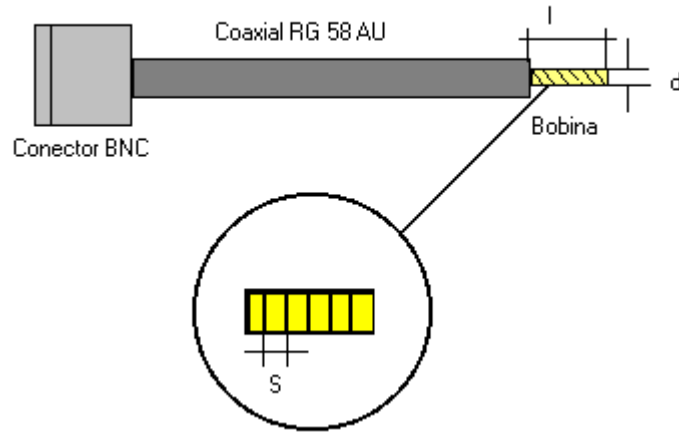
El capítulo concluye con el diseño de la tarjeta amplificadora que hace parte de la sonda de campo magnético. Es menester aclarar que el equipo para análisis espectral que posee el laboratorio de comunicaciones y que se utilizó para analizar las señales detectadas por el sensor, es lo suficientemente sensible para registrar las señales provenientes directamente del sensor construido y no se requiere de amplificación, este circuito de amplificación se hizo necesario al analizar las señales en el osciloscopio Tektronix TDS- 210.

2.1 Topología Usada

El diseño del sensor se realizó con base en sensores de campo próximo (apartado 1.5) construidos para el análisis de campo magnético cercano (apartado 1.3).

Las dimensiones físicas del sensor son longitud ' l ', diámetro ' d ', separación entre espiras ' s ', como es mostrado en la **Figura 18**.

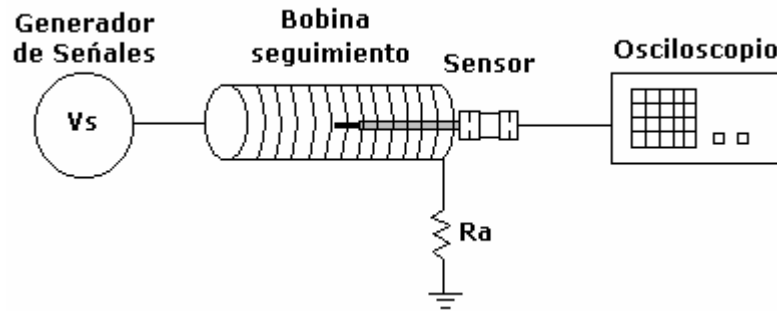
Figura 18. Aspecto físico del sensor de campo magnético.



Inicialmente se construyó un sensor que permitiera examinar radiaciones en un PCB común, como los realizados en los laboratorios de electrónica. El sensor consta de una bobina de alambre de cobre # 30AWG de una capa, construida sobre el aislante interior de un cable coaxial RG59, sus dimensiones son: $s = 0$; $d = 5mm$; $L_{coax} = 10cm$. La razón para estos valores se debió a la aplicación del sensor; debía ser suficientemente pequeño para examinar las regiones ruidosas cercanas a circuitos integrados, así como para poder detectar acoples entre pistas del impreso.

Para comprobar el funcionamiento del sensor se construyó una bobina de seguimiento o bobina de prueba, que consiste en un arrollamiento de 60 vueltas de alambre de cobre # 30AWG, sobre un cilindro de 1cm de diámetro. A esta bobina se le inyectó una señal senoidal de $100kHz$ procedente de un generador de señales, en su interior se ubicó el sensor de tal manera que se situara exactamente en el centro de la bobina para captar el campo magnético creado en el interior de la misma. La señal captada por el sensor construido, se visualizó en un osciloscopio, en donde se observó una señal senoidal de menor amplitud que la inyectada por el generador de señales, pero de la misma frecuencia. El diagrama de conexión se muestra en la **Figura 19**.

Figura 19. Circuito para la comprobación experimental del sensor



Posteriormente se construyeron otros prototipos de sensores, variando los parámetros geométricos de los mismos como: la longitud de la bobina, la separación entre espiras y el calibre del alambre de cobre, con el fin de evaluar su sensibilidad y el rango de frecuencias de trabajo. Estos sensores a diferencia del primer prototipo se construyeron con cable coaxial RG58 AU que posee una impedancia característica de $50\Omega^*$ y un aislante interior de polietileno con un diámetro de 3mm; este diámetro nos permite obtener una resolución suficiente para examinar las pistas de cobre en un circuito impreso.

Las características de los sensores construidos se presentan en la Tabla 2.

* Impedancia de entrada típica de los instrumentos de medida del laboratorio

Tabla 2. Características físicas de los sensores construidos.

SENSOR	Diámetro de la bobina (mm)	Longitud (l) (mm)	N° Espiras(n)	Diámetro alambre (mm)	Lcoax** (cm)	Separación (s) (mm)
Sensor 1	3	10	5	0.227	5.5	1.5
Sensor 2	3	10	26	0.227	5.5	-
Sensor 3	3	5	10	0.321	6.5	-
Sensor 4	3	10	15	0.321	7	-
Sensor 6	3	15	20	0.127	5.7	1
Sensor 7	3	13	10	0.321	6.7	1
Sensor 8	3	15	85	0.127	5.7	-
Sensor 9	3	5	15	0.321	3.8	-
Sensor10	3	10	25	0.227	12.7	-

Parte de la caracterización de los sensores, es estimar el valor de la inductancia de cada uno, dado que esencialmente se componen de bobinas tipo solenoide, de una sola capa. Otra caracterización hace referencia al comportamiento de la impedancia en función de la frecuencia, punto que se aclarará más adelante.

Se procedió a calcular su valor mediante las fórmulas dadas por la teoría electromagnética. Partiendo inicialmente de la definición de inductancia:

$$L = N \cdot \frac{\Phi}{I}$$

Donde:

N : Número de espiras

** Longitud del cable coaxial usado para construir el sensor

Φ : Flujo magnético (Wb / m)

I : Corriente (A)

L : Inductancia (H)

Pero como $\Phi = B \cdot A$; $B = \mu \cdot H$; $H = N \cdot \frac{I}{l}$; se puede reemplazar

$$\Phi = \frac{\mu \cdot N \cdot I \cdot A}{l}$$

De modo que L, queda: $L = \frac{\mu \cdot N^2 \cdot A \cdot k}{l}$ (H) **(18)**

Donde:

A : Área transversal de la bobina: $\pi \cdot r^2$ (metros²)

N : Número de espiras

l : Longitud de la bobina (metros)

$$\mu = \mu_r \cdot \mu_0$$

En un inductor real, el campo magnético en el interior de la bobina no es perfectamente paralelo, de modo que debe colocarse un factor de corrección o constante de *Nagaoka* [9], que es:

$$k = \frac{1}{1 + 0.45 \cdot \left(\frac{d}{l}\right) + 0.64 \cdot \left(\frac{t}{d}\right) + 0.84 \cdot \left(\frac{t}{l}\right)}$$

Donde

t = Diámetro del alambre del arrollamiento (mm)

d = Diámetro de la bobina (mm)

l = Longitud de la bobina (mm)

Con estos parámetros se puede estimar un valor de inductancia, basándose en la geometría de la bobina. Cabe aclarar, que no se consideró en estos cálculos el efecto de la capacitancia distribuida (parásita) presente en la bobina y la capacitancia propia del cable coaxial utilizado (apartado 2.1). Este efecto capacitivo

es considerado en la medida de impedancia (apartado 2.2.3), y se hace una estimación de su valor.

También hay que tener en cuenta que debido a la capacitancia distribuida, el valor de la inductancia varía según la frecuencia, efecto que también introduce un error con respecto a los cálculos presentados a continuación.

Tabla 3. Inductancia calculada para los sensores construidos.

SENSOR	Constante de <i>Nagaoka</i> (k)	Inductancia (nH)
1	0.8316	18.5
2	0.8316	499.4
3	0.7182	127.6
4	0.8127	162.4
6	0.8895	210.8
7	0.8382	57.27
8	0.8895	3805.9
9	0.7182	287.07
10	0.8316	461.7

2.2 Método Experimental de Medida de Impedancias

Dado que los laboratorios de la escuela no cuentan con un medidor de parámetros que permita caracterizar un elemento de circuito en un amplio rango de frecuencias, se vio la necesidad de implementar el método de medida de impedancias que se presenta a continuación.

2.2.1 Descripción del método

La caracterización del sensor de campo magnético permite determinar los parámetros que influyen en el comportamiento del mismo, en nuestro caso juegan un papel importante la inductancia, resistencia, capacitancia distribuida y la frecuencia de auto-resonancia ya que definen el rango de frecuencias de trabajo.

Entre los métodos principales para la medición de la inductancia se tienen **[9]**:

- Método de tensión – corriente
- Métodos de puente y diferenciales
- Métodos de resonancia

El método de tensión-corriente plantea formar un circuito RL serie, y tomar los datos de tensión y corrientes presentes en éste y trazar la curva de impedancia.

Los métodos de puente y diferenciales, plantean formar circuitos asociados con resistencias y capacitancias variables, que permitan balancear el sistema, y luego, midiendo los valores de estos elementos, se halla el valor de la inductancia mediante unas fórmulas, derivadas de la topología del circuito.

El método de resonancia plantea algo similar: se varían las resistencias y capacitancias asociadas, hasta balancear el sistema, para obtener la condición de resonancia del circuito.

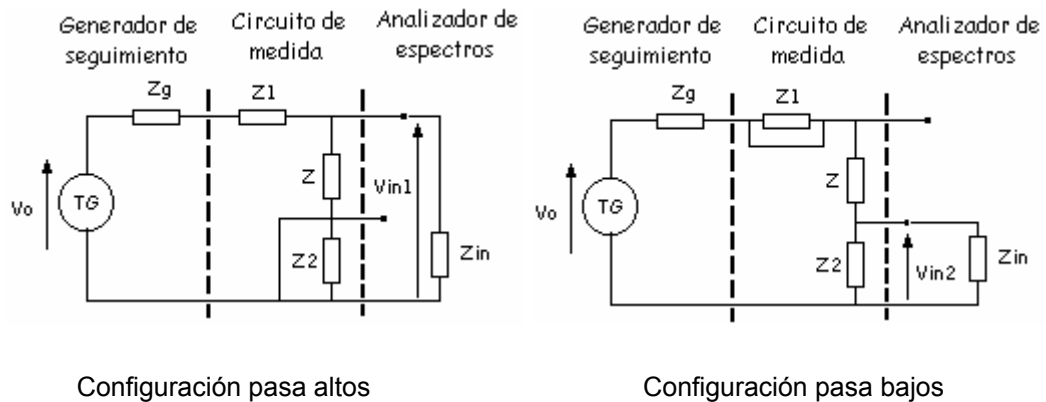
El método de tensión corriente ofrece información suficiente, ya que se puede estimar un comportamiento de la impedancia con respecto a la frecuencia, realizando un barrido en décadas de frecuencia. Graficando los datos obtenidos es posible hallar la frecuencia de auto-resonancia y la capacitancia asociada a la bobina del sensor.

Los otros métodos requerían la implementación de amplificadores operacionales y transformadores, que complicaban el análisis.

Estos métodos están descritos en detalle en [9].

El método implementado consta de dos configuraciones de circuitos RL serie, similar al descrito en [4].

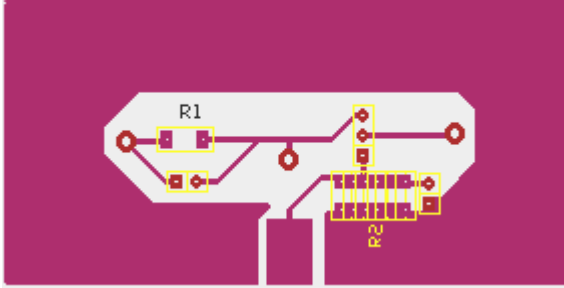
Figura 20. Circuito de medida de impedancia.



Fuente: Método Experimental de Medición de Impedancias [4].

El circuito de medida fue construido con resistencias de montaje superficial, *surface mounting device* (SMD, por sus siglas en inglés), ya que estos dispositivos presentan menores efectos capacitivos e inductivos en altas frecuencias, lo que los hace muy apropiados para este propósito; los valores estaban condicionados por la disponibilidad de resistencias en encapsulado SMD, $Z_1 = 1\text{k}\Omega$ y para $Z_2 = 6.71\Omega$ (paralelo de 7 resistencias de 47Ω). Z_1 , fue seleccionado mucho mayor en comparación a 50Ω y Z_2 mucho menor a 50Ω , de modo que pudieran realizarse ciertas aproximaciones en las fórmulas derivadas de las configuraciones mencionadas anteriormente. Estos cálculos se muestran más adelante. A continuación se presenta el diseño del PCB del circuito de medida, en escala 1:1.

Figura 21. PCB del circuito de medida.



En la **Figura 20** se tiene a R_1 , que corresponde a Z_1 , y R_2 que corresponde a Z_2 .

Por análisis de circuitos eléctricos se pueden encontrar las siguientes ecuaciones para los voltajes V_{in1} y V_{in2}

$$V_{in1} = \frac{Z \parallel Z_{in} \cdot V_o}{Z_g + Z_1 + (Z \parallel Z_{in})} \quad \frac{V_{in1}}{V_o} = \frac{\frac{Z \cdot Z_{in}}{(Z + Z_{in})}}{Z_g + Z_1 + \left(\frac{Z \cdot Z_{in}}{(Z + Z_{in})}\right)}$$

$$\text{Como } Z_1 \gg Z_g \quad \frac{V_{in1}}{V_o} \approx \frac{\frac{Z \cdot Z_{in}}{Z + Z_{in}}}{Z_1 + \left(\frac{Z \cdot Z_{in}}{(Z + Z_{in})}\right)} \cong \frac{Z \cdot Z_{in}}{Z_1 \cdot (Z + Z_{in}) + Z \cdot Z_{in}} \cong \frac{Z}{\frac{Z_1}{Z_{in}} \cdot (Z + Z_{in}) + Z}$$

$$\frac{V_{in1}}{V_o} \cong \frac{Z}{Z + \frac{1000}{50} \cdot (Z + 50)} \cong \frac{Z}{21 \cdot Z + 1000} \quad (19)$$

$$V_{in2} = \frac{(Z_2 \parallel Z_{in}) \cdot V_o}{Z_g + Z + Z_2 \parallel Z_{in}}$$

$$\text{como } Z_2 \ll Z_{in} \quad \frac{V_{in2}}{V_o} \cong \frac{Z_2}{50 + Z + Z_2} \cong \frac{5.98}{50 + Z + 5.98} \cong \frac{5.98}{55.98 + Z} \cong \frac{6}{56 + Z} \quad (20)$$

Como lo describe el método [4], se hace una relación de voltajes a fin de tener una ecuación en términos de la impedancia; la relación queda así:

$$\frac{V_{in1}}{V_{in2}} = \frac{\frac{Z}{21 \cdot Z + 1000}}{\frac{6}{56 + Z}}, \text{ realizando las siguientes aproximaciones, se tiene:}$$

$$\frac{V_{in1}}{V_{in2}} \cong \frac{\frac{Z}{20 \cdot Z + 1000}}{\frac{6}{50 + Z}} \cong \frac{\frac{Z}{20 \cdot (Z + 50)}}{\frac{6}{50 + Z}} \cong \frac{Z}{20 \cdot 6} \cong \frac{Z}{120}, \text{ despejando Z: } Z = 120 \cdot \frac{V_{in1}}{V_{in2}}$$

Expresado en dB, se tiene:

$$|Z| = |V_{in1}| - |V_{in2}| + 41.58 \text{ (dB } \Omega) \quad (21)$$

De esta manera, solo se deben restar los espectros de V_{in1} y V_{in2} y sumar una constante, para obtener la gráfica de impedancia del sensor.

2.2.2 Equipo de medición

Junto con el circuito auxiliar de medidas, se recurrió a los siguientes equipos del laboratorio de comunicaciones: un Generador de RF, marca *Marconi Instruments*, capaz de entregar una señal de +13dBm (998mV) como máximo, a una frecuencia de hasta 1.2 GHz y un Analizador de Espectros *Tektronix 2717*, cuyo rango de medición es de 9 KHz a 1.8 GHz. El generador de RF, sirvió como generador de seguimiento (TG en la Figura 20) y el analizador de espectros se usó para medir los voltajes V_{in1} y V_{in2} .

Generador de RF

El nivel de amplitud ajustado para las medidas fue de $0dBm$, que corresponde a $223.6mV_{rms}$ normalizado a una impedancia de 50Ω ; se escogió este nivel para poder visualizar las medidas en el analizador de espectros, que debían ser superiores a $-72dBm$. De aquí en adelante, la amplitud de la señal que se aplicó al circuito cumplía esta condición. El barrido en frecuencia cubrió desde $10kHz$ a $400MHz$.

Analizador de espectros

El analizador de espectros fue calibrado para el rango de frecuencias de $10kHz$ hasta $100kHz$ fijando los siguientes parámetros:

Frecuencias de $10kHz$ hasta $100kHz$

Span /Div: $10kHz$

Res BW: $3kHz$

Frecuencias de $100kHz$ hasta $400MHz$

Span /Div: $10kHz$

Res BW: $30kHz$

Cuando se tomaba la medida de una determinada componente de frecuencia, se configuró en el analizador de espectros la *frecuencia central*, en la misma frecuencia de la componente medida. Se debe tener presente siempre configurar esta frecuencia cada vez que se tome una medida, ya que el *Span /Div*, es muy pequeño y si no se ajusta la frecuencia central del equipo, puede estarse observando algún armónico de la señal de interés, lo que es un error para el método de medida de impedancia.

Un parámetro importante en la configuración del analizador de espectros fue *Res BandWidth* (Resolución de ancho de banda), ya que los filtros del analizador (Vid Fltr), responden adecuadamente a determinadas frecuencias [11]. Fijar un valor pequeño para *Res BandWidth* (Res BW), significa que se podrá diferenciar entre dos componentes de frecuencia que estén pocas espaciadas en el espectro, en

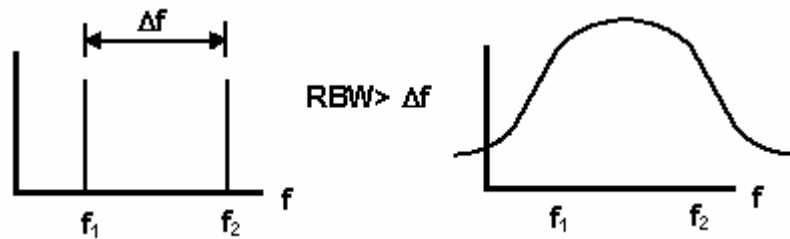
pocas palabras, se debe configurar el RBW, con un valor de frecuencia/división menor que la separación en frecuencia de las señales que se analizan, para visualizar correctamente las señales; de otro modo, es decir con un RBW mayor a la separación en frecuencia de las señales de interés, no se podrá diferenciar ninguna de las frecuencias, ya que se traslaparán. Estos efectos se observan en la **Figura 22**. Debe tenerse en cuenta también el ruido de fondo que resulta de pasar de un filtro al otro. El analizador de espectros tiene la siguiente condición para determinar este parámetro:

$$\begin{array}{l} \text{Diferencia} \\ \text{Ruido} \\ \text{(dB)} \end{array} = 10 \cdot \text{Log} \left(\frac{RBW_1}{RBW_2} \right)$$

De esta manera para un $RBW_1 = 5 \text{ MHz}$ $RBW_2 = 300 \text{ KHz}$, la diferencia en el ruido de fondo que se tendrá es de $+12 \text{ dB}$, de modo que hay más ruido a través del filtro de 5 MHz . Para los filtros usados, 3 kHz y 30 kHz , la diferencia de ruido será de 10 dB , de modo que mayor ruido estará presente para el filtro (RBW) de 30 kHz .

Figura 22. Influencia del parámetro *Res BandWidth*





Igualmente, si se elige un filtro muy pequeño y se tiene configurado un *Span* también pequeño, el filtro no responderá con suficiente rapidez para frecuencias altas (rangos superiores a 10 MHz), de modo que se tendrán lecturas sesgadas en amplitud, lo que afectaría completamente la gráfica de impedancia.

Así mismo, se mantuvo la opción *Sweep* (barrido) en *auto*, que se encarga de colocar el tiempo de muestreo / división; por defecto la tasa de barrido (*Sweep Rate*) está definida en 2 sec/div . Para mayor detalle diríjase a la referencia [11].

A continuación se muestra la respuesta de los filtros para una señal senoidal del generador de RF con frecuencia de 1 MHz .

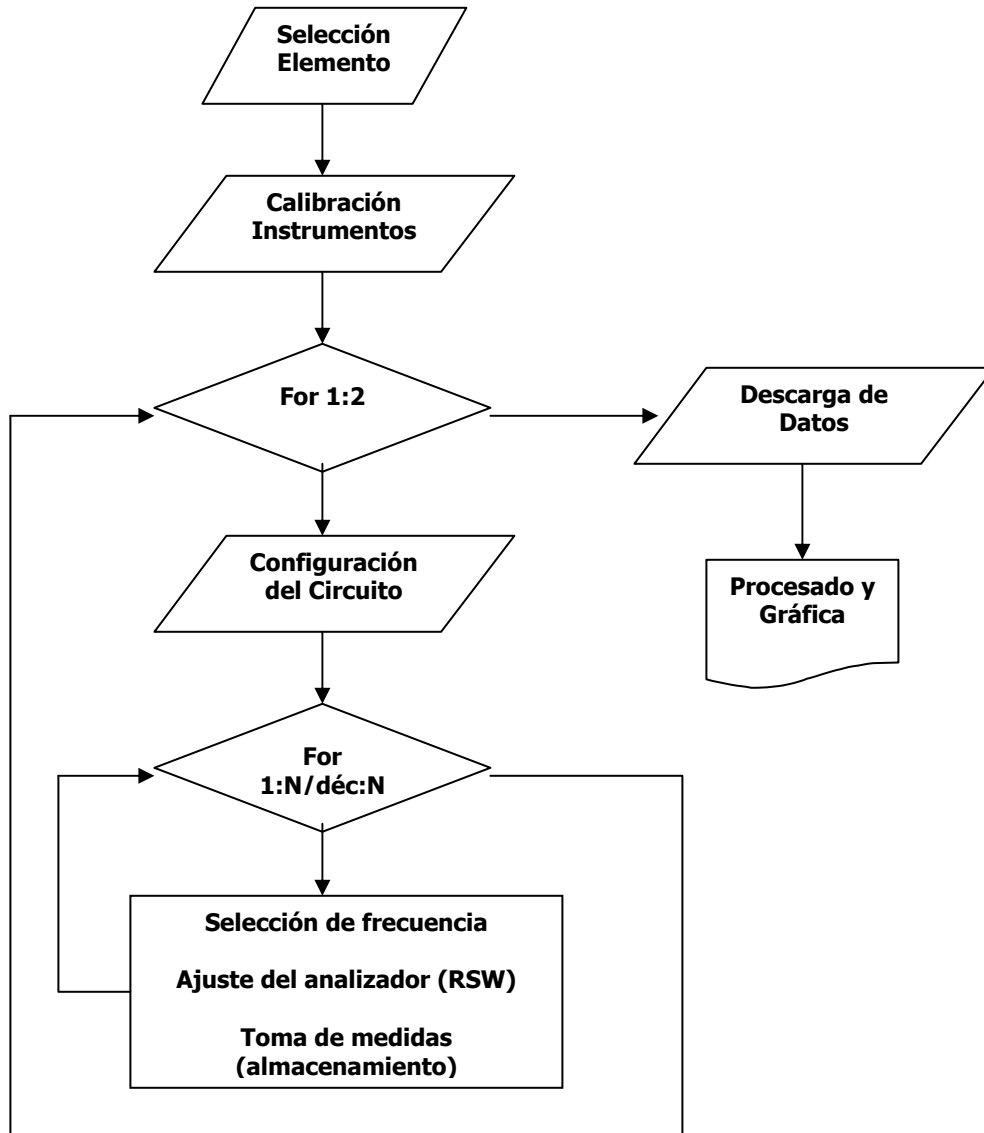
Tabla 4. Respuesta de los filtros para una señal senoidal de 1MHz

Analizador de Espectros				Generador de RF	
<i>Vid Filtr</i>	<i>Span /Div</i>	<i>Señal (dBm)</i>	<i>Frecuencia</i>	<i>Señal (dBm)</i>	<i>Frecuencia</i>
300 Hz	10 kHz	-20.5 dBm	1.001 MHz	-20 dBm	1 MHz
3 kHz	10 kHz	-18.6 dBm	1 MHz	-20 dBm	1 MHz
30 kHz	10 kHz	-19 dBm	1 MHz	-20 dBm	1 MHz
300 kHz	10 kHz	-19 dBm	1.14 MHz	-20 dBm	1 MHz

Como se observa en la tabla, el filtro de 300 kHz , provoca un error de medición del 12% con respecto a la frecuencia de la señal entregada por el generador de RF. Así mismo, la mejor respuesta se observa para un filtro de 300 Hz .

Algoritmo de Aplicación del Método

Figura 23. Algoritmo de aplicación del método de medida de impedancias



Selección de elemento: El elemento que se quiera medir debe estar adecuado a la tarjeta, buenos acoples mecánicos y evitar los terminales largos en la conexión del elemento con la tarjeta de medida.

Calibración Instrumentos: Aquí se configura el nivel de señal en el generador de señales y el nivel de amplitud por división en el analizador de espectros.

For 1:2 : Primera y segunda configuración de la tarjeta de medida (pasa altos y pasa bajos)

Configuración del Circuito : Primero pasa altos y luego pasa bajos

For 1:N/(déc):N : Cambios de frecuencia por década, así : 10KHz, 20KHz, ...,100KHz, 200KHz, ..., 1MHz, 2MHz, ..., 10MHz, 20MHz, continuando así hasta 400MHz

Selección de frecuencia: Se selecciona una frecuencia

Ajuste del analizador (RSW): Se ajusta el parámetro RSW, según se describió anteriormente.

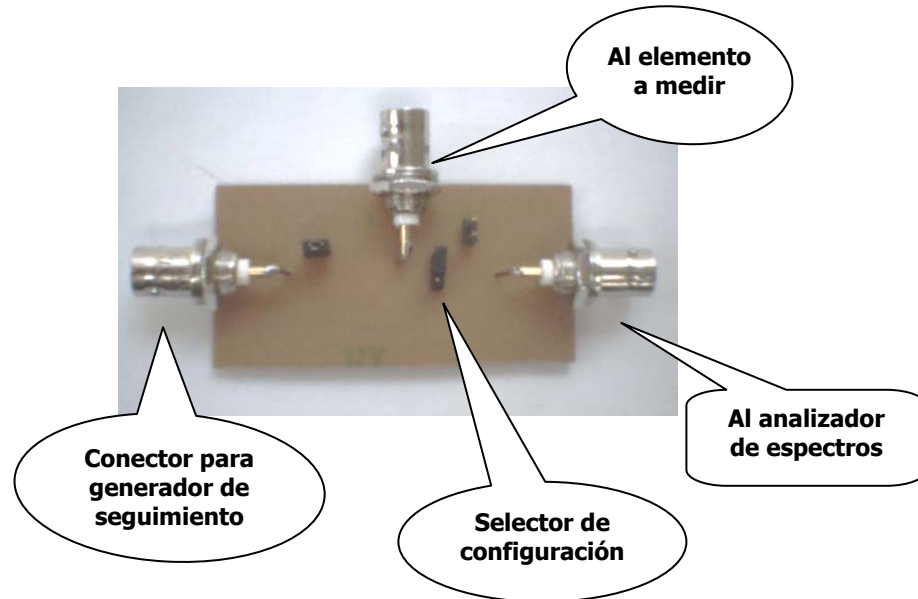
Toma de medida (almacenamiento): Una vez se ha estabilizado la señal en el analizador de espectros, se toma la medida del nivel de potencia en dBm visualizado; si no se logra visualizar, se debe ajustar el nivel de referencia de amplitud de señal. Una vez se han cubierto estas consideraciones, se coloca el dato en una matriz que se crea en una calculadora programable. En nuestro caso se uso una HP48G+, y se hizo un arreglo de 3 columnas para los vectores de frecuencia, salida Vin1 y salida Vin2 (Figura 20).

Descarga de datos: Los datos son descargados al PC mediante comunicación serial de la calculadora con el computador, y se graban en el ordenador como un archivo plano (sin extensión).

Procesado y gráfica: El archivo descargado, puede abrirse en MATLAB, y los datos ser ordenados de tal forma que este software pueda procesarlos. De aquí en adelante se aplican las fórmulas de conversión de los datos en dBm, para pasarlos a volts, graficar las señales de salida de los voltajes Vin1 y Vin2, y luego aplicar la

expresión 21, para graficar la impedancia. Las gráficas son dibujadas en escala semilogarítmica, como se observa en las impedancias de los sensores graficadas.

Figura 24. Aspecto físico de la tarjeta auxiliar



Ejemplos de aplicación

Como ejemplo de aplicación del método de medida de impedancias se presentan los siguientes casos:

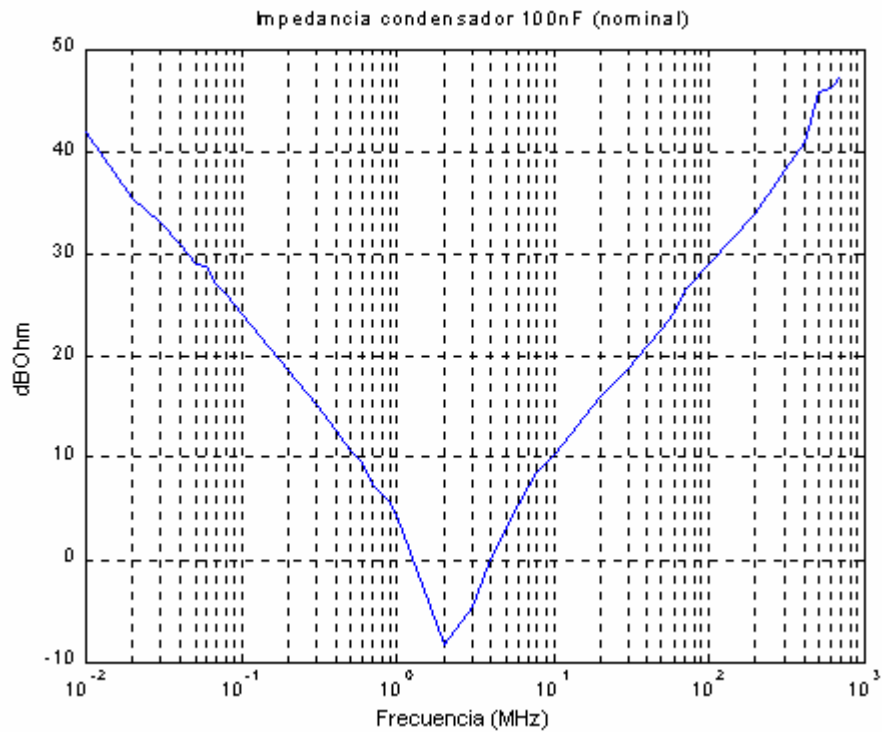
- *Determinación de la impedancia de un condensador.*

En este caso se trata de determinar la impedancia de un condensador cerámico de 100 nF de valor nominal, su valor según el Medidor de Parámetros existente en el laboratorio*, es de 115 nF .

* La frecuencia de trabajo de este medidor de parámetros es de 1KHz

Para esta prueba se tuvieron en cuenta los mismos parámetros de configuración del equipo de medida tenidos en cuenta para la medida de impedancia de los sensores. El resultado obtenido se muestra en la **Figura 25**

Figura 25 Impedancia de un condensador cerámico de 100nF.



Como se observa y era de esperarse, el condensador no mantiene su comportamiento capacitivo en todo el rango de frecuencias; En este condensador, su propiedad de filtrar altas frecuencias llega hasta 2 MHz , frecuencia a partir de la cual su comportamiento es inductivo.

A partir de la **Figura 25** se puede realizar una estimación del valor del condensador en la región de comportamiento capacitivo. Por ejemplo tomando un punto en 24 dB Ω, presente a una frecuencia de 100 KHz y haciendo uso de la ecuación 22, para reactancia capacitiva, se tiene:

$$XC = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} \quad (22)$$

$$24 = 20 \cdot \text{Log}(XC); \quad XC = 16\Omega$$

Despejando C, se tiene:

$$C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 100000 \cdot 16} = 99.4nF$$

La diferencia de este valor experimental a su valor nominal se debe en primera instancia a que las medidas con el método experimental y con el medidor de parámetros se hicieron a frecuencias diferentes ya que con el método experimental no se podían analizar frecuencias inferiores a 10 KHz; otros factores que influyen en la diferencia de los valores medido y nominal son: tolerancia propia del condensador, acople del condensador con el circuito de medida, acople del circuito de pruebas con los instrumentos de medición y precisión de los mismos. Como este elemento presenta una frecuencia de resonancia, es posible estimar su inductancia parásita haciendo uso de (27):

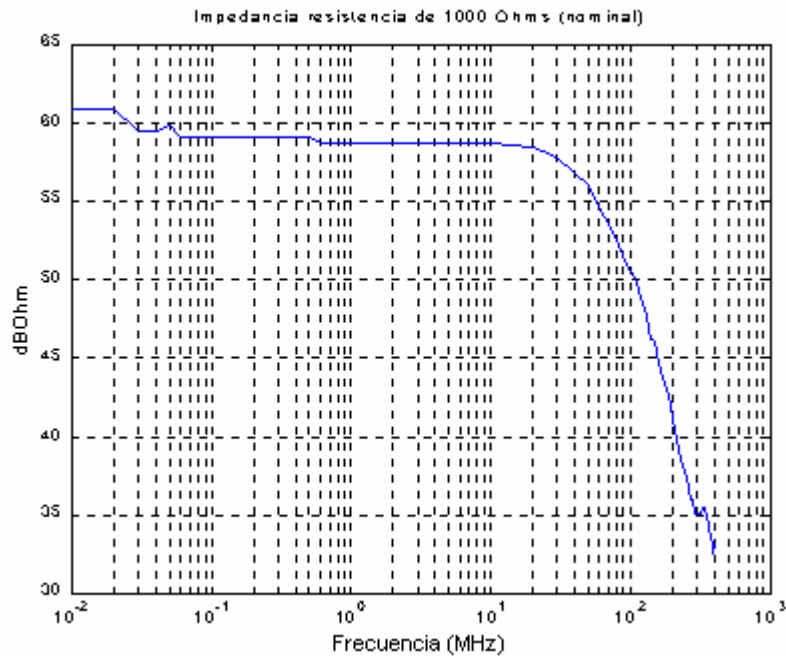
$$L_{PARÁSITA} = \frac{1}{(W_{autoresonancia})^2 \cdot C} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 2MHz)^2 \cdot 99.4nF} = 63.6nH$$

El conocimiento de la frecuencia de resonancia es esencial para la correcta implementación de elementos de desacople. Para este caso, un condensador de 100 nF, no podrá ser utilizado para filtrar componentes de frecuencias superiores a 2 MHz.

- *Determinación de la impedancia para un resistor de 1kΩ.*

En este caso se pretende observar el comportamiento de la impedancia de un resistor de carbón de 1kΩ de valor nominal con tolerancia de 5%. Los resultados se presentan en la **Figura 26**

Figura 26 Impedancia de un resistor de 1kΩ de valor nominal



En la **Figura 26** se observa el comportamiento no ideal de la resistencia en la banda de frecuencias de análisis. Debido a las imperfecciones que se presentan en su fabricación y a limitantes propias de los materiales usados, las resistencias presentan, adicionalmente, inductancia debida a los terminales y capacitancia debida al material empleado para su construcción. La resistencia medida es de carbón, con dos terminales, muy utilizada en trabajos de grado que involucran *hardware*.

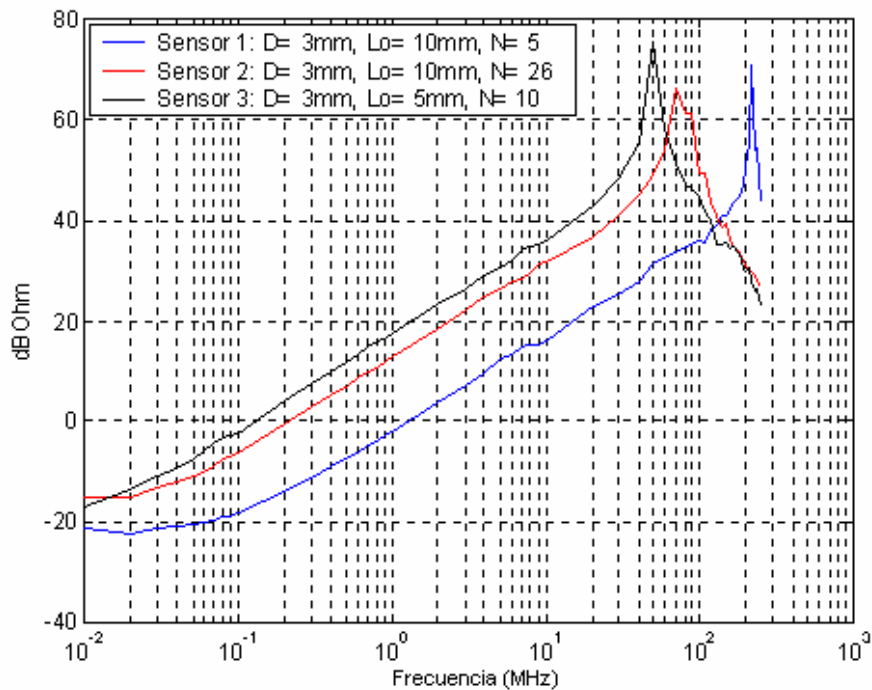
La presencia de componentes reactivos en las resistencias puede producir desfases de las señales en los circuitos donde sean incorporadas y la presencia de inductancia las hace sensibles a campos magnéticos externos.

Por estas razones se recurre al uso de dispositivos de montaje superficial cuando se va a trabajar en altas frecuencias, ya que estos presentan menores efectos inductivos y capacitivos en altas frecuencias.

2.2.3 Caracterización de los sensores de campo magnético

Siendo calibrado el equipo, se tomaron los datos en las frecuencias que se mencionaron en el apartado 2.2.2.2; los datos obtenidos fueron procesados en MATLAB. A continuación se presentan las gráficas de impedancia de algunos de los sensores construidos.

Figura 27 Gráfica de Impedancia de los sensores 1, 2 y 3.



Como se aprecia en la **Figura 27** los sensores presentan diferentes frecuencias de autoresonancia*, producto de su capacitancia distribuida. La frecuencia de autoresonancia en cuestión, es el parámetro que nos permite determinar hasta que frecuencia el sensor mantendrá su comportamiento inductivo. De la gráfica del circuito pasa bajos, requerido en la implementación del método (apartado 2.2.1), se puede estimar un valor para la inductancia, que permite corroborar los cálculos realizados en el apartado 2.1.

* Es la frecuencia en la que la bobina se comporta como un circuito LC resonante, en donde C, representa la capacitancia distribuida de la bobina.

Figura 28a Respuesta en frecuencia del sensor 3.

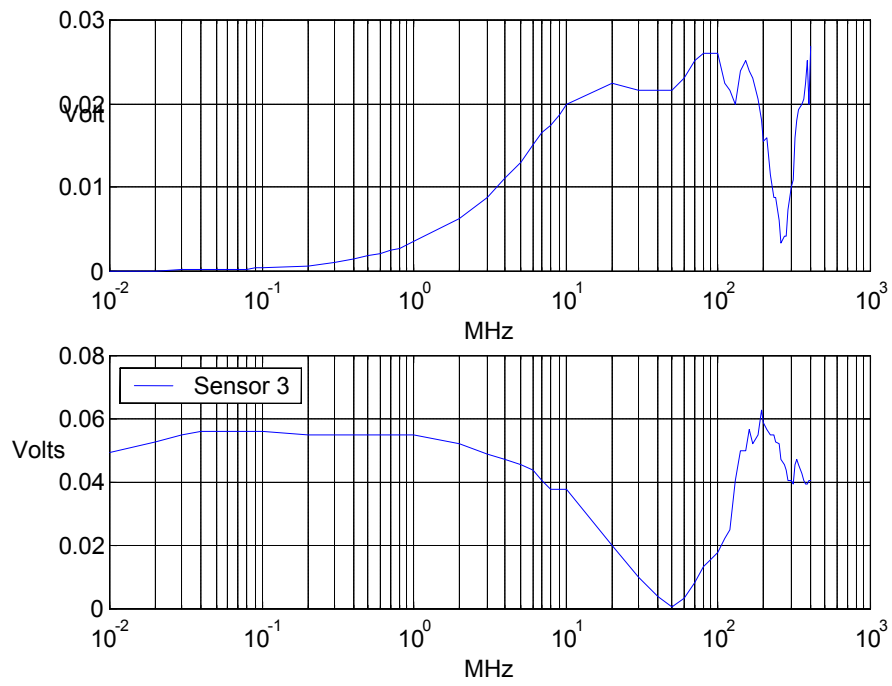


Figura 28b. Respuesta en frecuencia del Sensor 1

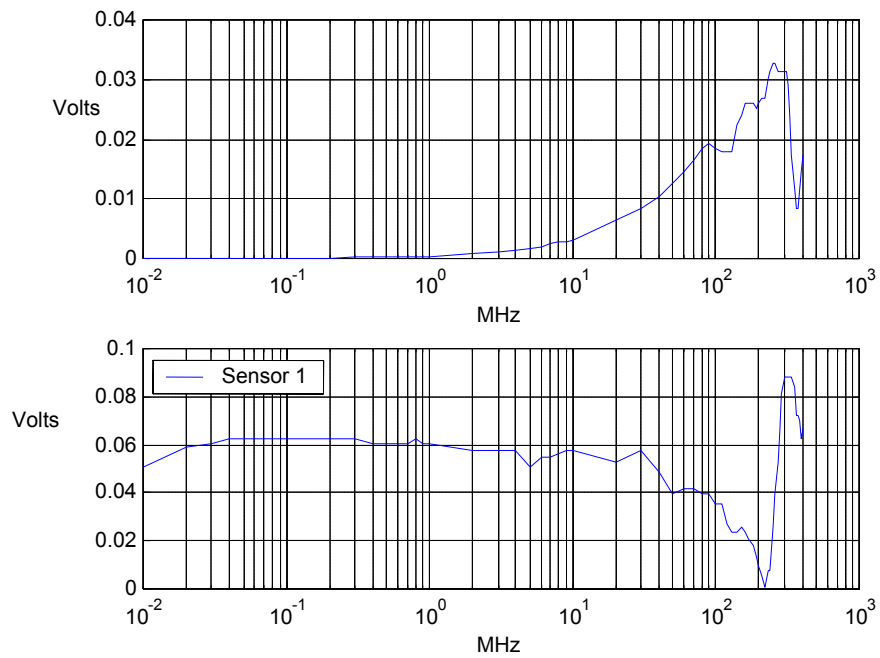
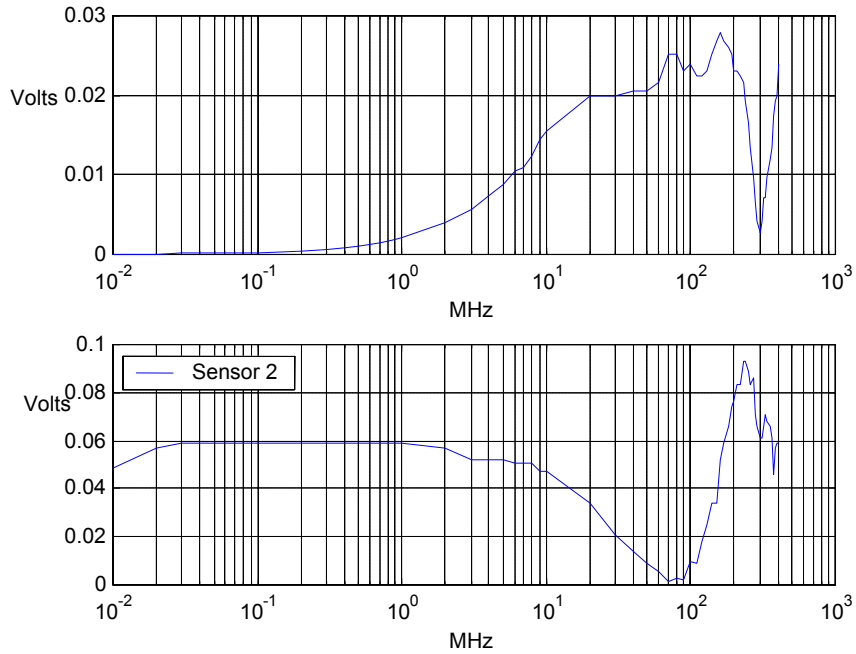


Figura 28c. Respuesta en frecuencia del Sensor 2



De las gráficas anteriores se puede determinar un valor aproximado para la inductancia y se observa que los sensores presentan un efecto capacitivo después de determinada frecuencia, esto se debe a la *capacitancia distribuida* presente en la bobina y a la capacitancia propia en el cable coaxial, que compone el sensor.

Adicionalmente se puede obtener la frecuencia de corte para una ganancia de 3dB, por debajo del valor máximo, con lo que se puede estimar el valor de la inductancia del sensor, conociendo de antemano, el valor de la resistencia asociada en el circuito, así:

Impedancia serie equivalente

$$Z_g + Z_1 = 50 + 1000 = 1.05k\Omega \quad (23)$$

Impedancia Z2, equivalente:

$$Z_2 \parallel Z_{in} = \frac{6.7143 * 50}{6.7143 + 50} = \frac{335.715}{56.71} = 5.92\Omega \quad (24)$$

Con estos datos, se puede obtener la inductancia mediante la siguiente expresión:

$$W_{corte} (Rad / s) = \frac{R}{L} \quad (25)$$

De (25) se puede despejar la inductancia, así:

$$L(H) = \frac{R}{2 * \pi * F_{corte}} \quad (26)$$

La R en la expresión (26), representa la suma de la impedancia equivalente (24) y la Z_{in} del analizador de espectros que es 50Ω , es decir: $R = 56 \Omega$.

La configuración pasa-bajos brinda mayor información, ya que con los datos tomados se obtiene una gráfica de respuesta en frecuencia muy similar a la del comportamiento de un circuito de este tipo. Por su parte en la configuración pasa-altos, se hacen muy notorios los efectos de las capacitancias parásitas que aparecen en altas frecuencias, sumado a esto, la eficiencia de los conectores usados disminuye sustancialmente conforme aumenta la frecuencia, por lo tanto se observa distorsión en la señal obtenida.

Con los datos de la ganancia a 3dB y frecuencia de corte obtenidos de las gráficas de los sensores restantes, (similares a las de la figura 28) y haciendo uso de la expresión (26), se obtienen los siguientes resultados.

Tabla 5. Parámetros característicos de los sensores

SENSOR	V_{\max} (volts)	V_{3dB} (volts)	$F_{\cdot CORTE}$ (MHz)	Inductancia medida (nH)	Inductancia calculada (nH)	Inductancia Medidor de Parámetros a 1 KHz (nH)
1	0.0623	0.044	44.67	199.53	18.5	300
2	0.0588	0.0416	13.48	660.71	499.4	900
3	0.0562	0.0397	7.29	1221.8	1276	1300
4	0.0588	0.0416	31.62	281.84	162.4	600
6	0.0588	0.0416	13.48	660.71	210.8	500
7	0.0568	0.0402	18.63	478.64	57.27	800
8	0.0568	0.0402	2.0417	4365.3	3806	4100
9	0.0575	0.0407	23.44	380.2	287.07	500
10	0.0575	0.0407	11.48	776.26	461.7	1200

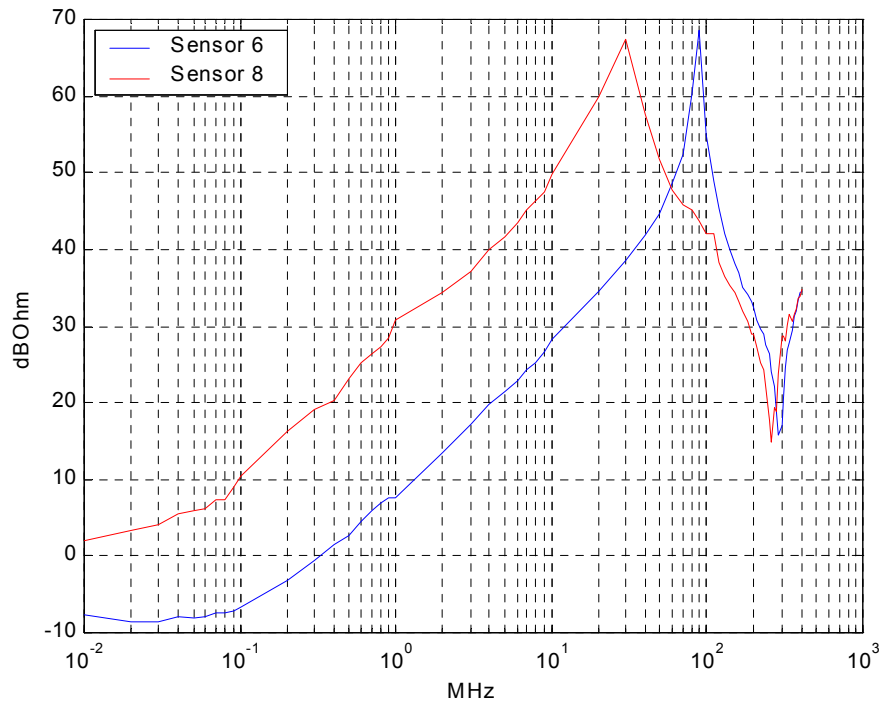
Como se expuso en el apartado 2.1, los cálculos no incluyen el efecto de la capacitancia distribuida; sin embargo en la **Tabla 5**, se puede observar que dicho efecto aumenta el valor de la inductancia, de modo que el error está por encima de su valor real. Las Figuras 29, 30, 31 y 32, presentan los resultados de la variación de los parámetros mencionados en el apartado 2.1, entre dos sensores, con el fin de determinar el comportamiento que tienen en el rango de frecuencia analizado.

En la **Figura 29**, se muestra la impedancia de los sensores 6 (azul) y 8 (rojo), en donde se varió el número y espaciamiento entre las espiras; manteniendo la misma longitud. Como lo indica la expresión **(18)**, un mayor número de espiras, aumentará el valor de la inductancia y también aumentará la capacitancia distribuida presente en la bobina, lo que ocasionará que la frecuencia de autoresonancia se modifique como se observa en la gráfica. Esta frecuencia puede ser expresada mediante la siguiente relación:

$$\omega_{resonancia} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (27)$$

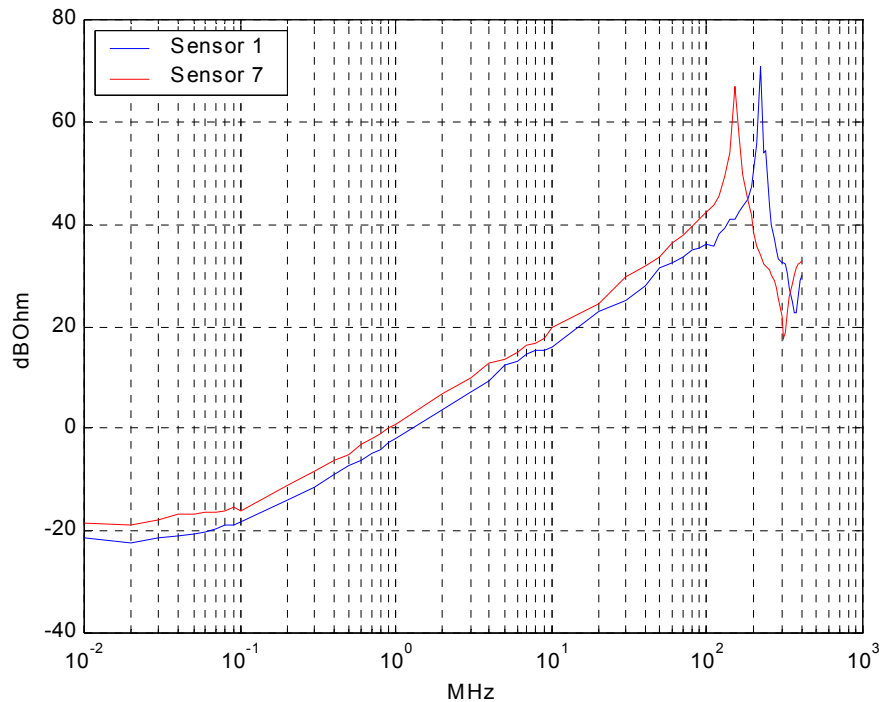
De modo que se observa la relación inversa entre frecuencia y la raíz cuadrada del producto capacitancia - inductancia.

Figura 29. Impedancia de los sensores 6 y 8



Para el Sensor 8, su comportamiento inductivo se mantiene hasta una frecuencia de 30 MHz , una vez superada esta frecuencia su comportamiento es capacitivo.

Figura 30. Impedancia de los sensores 1 y 7



En la **Figura 30**, se tienen dos sensores contruidos con alambres de diferente diámetro (ver Tabla N° 2). Se puede observar que en la transición del comportamiento inductivo al comportamiento capacitivo, de la bobina, la no linealidad se acentúa con mayor grado.

Esto se debe al *efecto piel* presente en altas frecuencias, que ocasiona que la resistencia del alambre aumente al disminuir el área de circulación de la corriente. La resistencia presente en la bobina es mucho mayor en este punto, que la resistencia presente en bajas frecuencias (Resistencia DC).

La resistencia equivalente en serie de una bobina, debida a la conductividad finita que presenta el cobre da lugar a una impedancia finita a la frecuencia de autoresonancia. El efecto de dicha resistencia es estrechar o ensanchar la curva de impedancia en la vecindad de la frecuencia de autoresonancia.

La relación entre la reactancia inductiva de una bobina y su resistencia se define como *factor de calidad*.

$$Q = \frac{\omega L}{R} \quad (28)$$

El factor de calidad define que tan “inductiva” es una bobina; en bajas frecuencias el factor de calidad es alto debido a que la resistencia de la bobina es prácticamente la resistencia de corriente continua, conforme aumenta la frecuencia aparece el efecto piel y la capacitancia distribuida, degradando la calidad de la misma.

El factor de calidad aumenta linealmente con la frecuencia, ya que aumenta la reactancia inductiva, sin embargo, en altas frecuencias se manifiesta el efecto piel con lo que la resistencia de la bobina es la resistencia a corriente alterna, esto hace que el factor de calidad crezca lentamente hasta alcanzar un máximo y luego decrece.

Este análisis es válido para las Figuras 31 y 32, que representan el comportamiento de los siguientes cuatro sensores.

En la **Figura 31** se observa el efecto que causa sobre la impedancia del sensor, la longitud del cable coaxial. En este caso el sensor 10 tiene el doble de longitud que el Sensor 2. Así mismo en la **Figura 32**, el Sensor 4 tiene el doble de longitud del Sensor 9.

Figura 31. Impedancia de los sensores 2 y 10

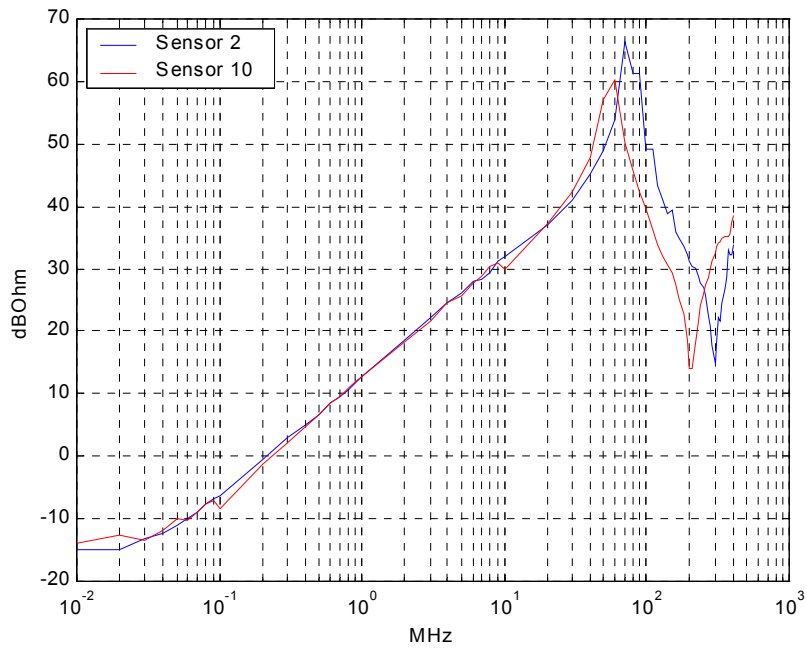
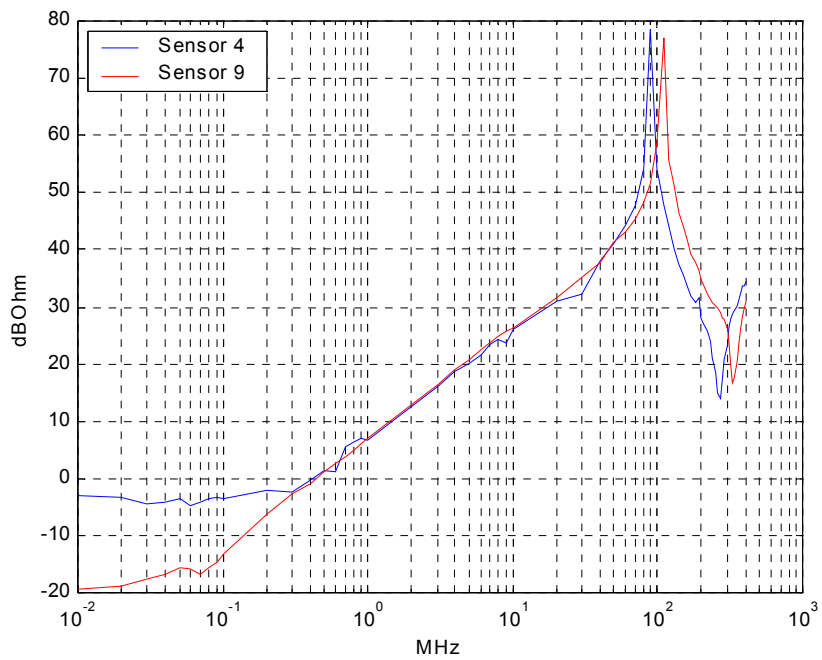


Figura 32. Impedancia de los sensores 4 y 9



En la **Tabla 6**, se muestra un valor estimado de la capacitancia distribuida presente en los sensores, hallada mediante la expresión (27).

Tabla 6. Capacitancia distribuida estimada para los sensores construidos

Sensor	Frecuencia de Autorresonancia (MHz)	Capacitancia distribuida a la frecuencia de resonancia (pF)
Sensor 1	219.78	2.62
Sensor 2	69.18	8.01
Sensor 3	49.88	8.33
Sensor 4	89.95	12.1
Sensor 6	89.12	4.82
Sensor 7	150	2.35
Sensor 8	30	7.4
Sensor 9	109.9	5.52
Sensor 10	58.88	9.41

2.3 Etapa Amplificadora

En este punto se deben considerar los siguientes aspectos:

- Uso del atenuador RF del analizador de espectros Tektronix 2712 [11].
- Diseño de la tarjeta de amplificación para visualización en un osciloscopio Tektronix TDS 210

2.3.1 Atenuador RF del Analizador de Espectros

Como ya se discutió en el apartado 2.2.2 sobre el analizador de espectros utilizado, adicionalmente este equipo permite visualizar señales a partir de $-70dBm$.

Este es aproximadamente el orden de nivel de potencia de las señales detectadas por los sensores de campo magnético diseñados, de modo que se puede implementar esta opción del equipo de medida como etapa de amplificación para el sensor. La configuración para el analizador de espectros Tektronix 2717 según [11] es la siguiente:

En el menú, elegir = *input >5>0 dBm* (Figura 30)

Figura 33. Menú de entrada del analizador de espectros

```

INPUT MENU

1 PREAMP                                OFF
2 50 OHM DBM/75 OHM DBMV                50
3 REF LEVEL UNIT                        DBM
4 1ST MXR INPUT LEVEL                    -30DBM
5 RF ATTENUATION                         AUTO 50DB
6 EXTERNAL ATTEN/AMPL                   NONE

9 CAL SIGNAL @ 100MHz-30DBM             OFF

PRESS ANY KEY TO EXIT
PRESS BKSP FOR PREVIOUS DISPLAY

```

Fuente: Manual del equipo

De esta manera, se desactiva la atenuación automática que asigna el analizador de espectros para las señales RF, con el fin de poder visualizar las pequeñas señales que detecta el sensor. Como se observa en la **Figura 33**, la atenuación por defecto del analizador de espectros es de 50 *dB*.

El tratamiento dado a las señales visualizadas y su interpretación, se da en el capítulo 3.

2.3.2 Tarjeta de amplificación

Este diseño se presenta como cumplimiento a uno de los objetivos trazados en la etapa inicial de este proyecto, sin embargo, no se tuvo en cuenta por las razones

mencionadas al inicio de este capítulo y a los inconvenientes que se describen a continuación.

La tarjeta de amplificación se construyó en base a un circuito amplificador operacional realimentado por voltaje* (*VFB OPAM*) ya que, entre otras ventajas, en estos amplificadores operacionales, el producto de ganancia por ancho de banda permanece relativamente constante sobre la región de ganancia permisible.

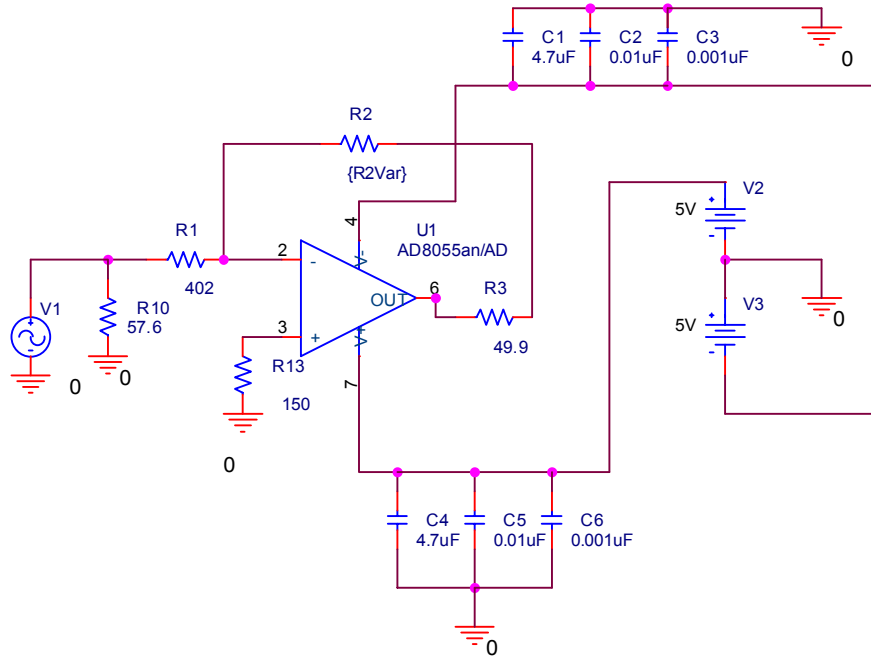
Una opción muy ajustada para este diseño fue el THS3202 de *Texas Instruments*, el cuál presentaba un *Gain Product BandWidth* de 1.8GHz. Sin embargo se agotaron la totalidad de las existencias de este dispositivo, en tarjetas prototipo, que no funcionaron bien y ocasionaban la degradación o inutilización del integrado. Esto se debió a una mala manipulación de dispositivos de montaje superficial y a conexiones incorrectas en la alimentación del dispositivo. Por lo tanto, se recurrió al circuito integrado AD8055AN de *Analog Devices* en encapsulado tipo DIP, este dispositivo ofrece un GPB (*Gain Product BandWidth*) de 300MHz. En la **Figura 34** se muestra el diagrama esquemático de la tarjeta de amplificación.

- **Consideraciones de diseño**

Al emplear un amplificador operacional realimentado por voltaje, como el usado en esta tarjeta amplificadora, se debe prestar especial interés a la especificación del producto ganancia-ancho de banda (GBP), esto debido a que la ganancia real trabajando con cualquiera de las configuraciones (inversora y no inversora) depende de la ganancia de tensión a circuito abierto (A_{VOL}), la cual a su vez depende de la frecuencia en la que se está trabajando, además este tipo de amplificador es dependiente de la ganancia que se emplee, por lo tanto se debe asegurar que la frecuencia de la señal de interés multiplicada por la ganancia, debe ser menor que el GBP del amplificador.

* Se refiere al diseño interno del amplificador, no al circuito donde está siendo usado el mismo.

Figura 34. Diagrama esquemático de la tarjeta de amplificación



En este diseño se utilizó la configuración inversora, cuya ganancia puede ser calculada de la siguiente manera:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{-A_{VOL} \cdot R_F}{1 + \frac{A_{VOL} \cdot R_G}{R_G + R_F}}; \text{ Si } A_{VOL} \gg \Rightarrow \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_F}{R_G} \quad (29)$$

Donde:

A_{VOL} : Ganancia de circuito abierto del amplificador.

R_F : Resistencia en la trayectoria de realimentación.

R_G : Resistencia en la entrada del amplificador.

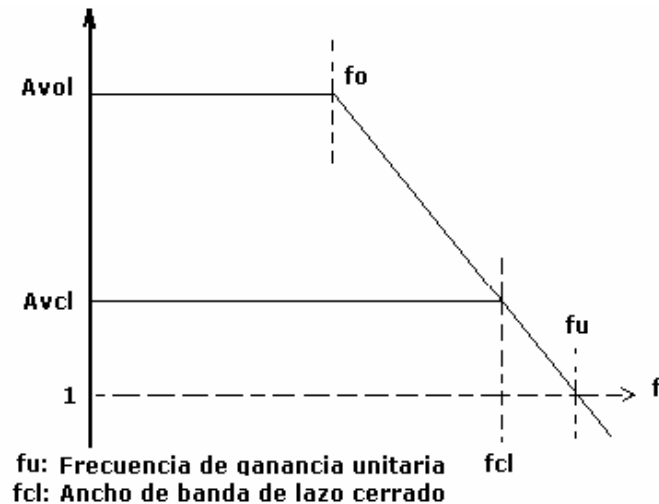
La expresión **(29)** es válida, siempre y cuando, la ganancia en lazo abierto del OPAM sea muy grande comparada con la ganancia de lazo cerrado, en la banda de frecuencias de operación del circuito.

Otros parámetros como el factor de rechazo en modo común (CMRR), el factor de rechazo a las variaciones de la fuente (PSRR), la rapidez de respuesta (SR), el

ruido de voltaje y de corriente, entre otros, no son relevantes en este diseño ya que en este proyecto no se están realizando mediciones; si este fuera el caso, los parámetros anteriores son muy importantes para cuantificar los errores introducidos por el amplificador operacional en las medidas que se estén tomando con el sensor de campo magnético.

Como se ve en la **Figura 35**, no se puede garantizar que la ganancia A_{VOL} del OPAM se mantenga en todo el rango de frecuencias (Figura 35); como a la frecuencia F_{CL} , el valor de A_{VOL} es bastante menor que el presente en bajas frecuencias, la aproximación descrita en (29), no podrá realizarse y la ecuación de ganancia a lazo cerrado descrita en la anterior expresión, no será válida; por tal razón las componentes de mayor frecuencia que el sensor de campo magnético pueda detectar, se verán atenuadas. Para que esto no ocurra se debe emplear un OPAM con un GPB lo suficientemente alto, por ejemplo alrededor de 2 GHz .

Figura 35. Comparación entre ganancia de lazo cerrado y lazo abierto.



3. PRUEBAS REALIZADAS

En este capítulo se presentan las Tarjetas Bajo Prueba diseñadas (TBP), una de ellas diseñada con algunas recomendaciones para el diseño de PCB (TBP_1) y otra que no guarda dichas recomendaciones (TBP_2); se trata sobre el equipo de medición utilizado junto con sus accesorios (conectores BNC, puntas de medición, generador de pulsos), y por último se realiza el análisis de las señales obtenidas mediante el sensor.

Las señales detectadas por el sensor fueron visualizadas directamente en el osciloscopio digital *Tektronix* (apartado 3.2), razón por la cuál no fue necesario el uso de la tarjeta de amplificación diseñada para acoplarse con el sensor (apartado 2.3.2).

3.1 TARJETAS BAJO PRUEBA

Se diseñaron dos tarjetas para el análisis, con las siguientes topologías:

TBP_1: Esta tarjeta contiene tres circuitos (ver anexo de PCB's), en donde el enrutado de las líneas de transmisión se hizo con diferentes ángulos. En las tres configuraciones se mantuvo una distancia entre la pista de señal y la pista de retorno (tierra), de 1.2 cm y el grosor es de 1 mm . La señal de la fuente se entrega a una resistencia de $51\ \Omega$, valor comercial más cercano a $50\ \Omega$.

TBP_2: Esta tarjeta mantiene la misma topología que la TBP_1; la diferencia está en la separación entre pistas, que en este caso es de 3 mm . Esto se justifica con la aplicación de la regla de los "3w" (Capítulo 1), con lo que se optimiza la cancelación del flujo magnético presente en las pistas, debido a la señal variante en el tiempo que transportan.

Figura 36. Tarjeta Bajo Prueba: TBP_1

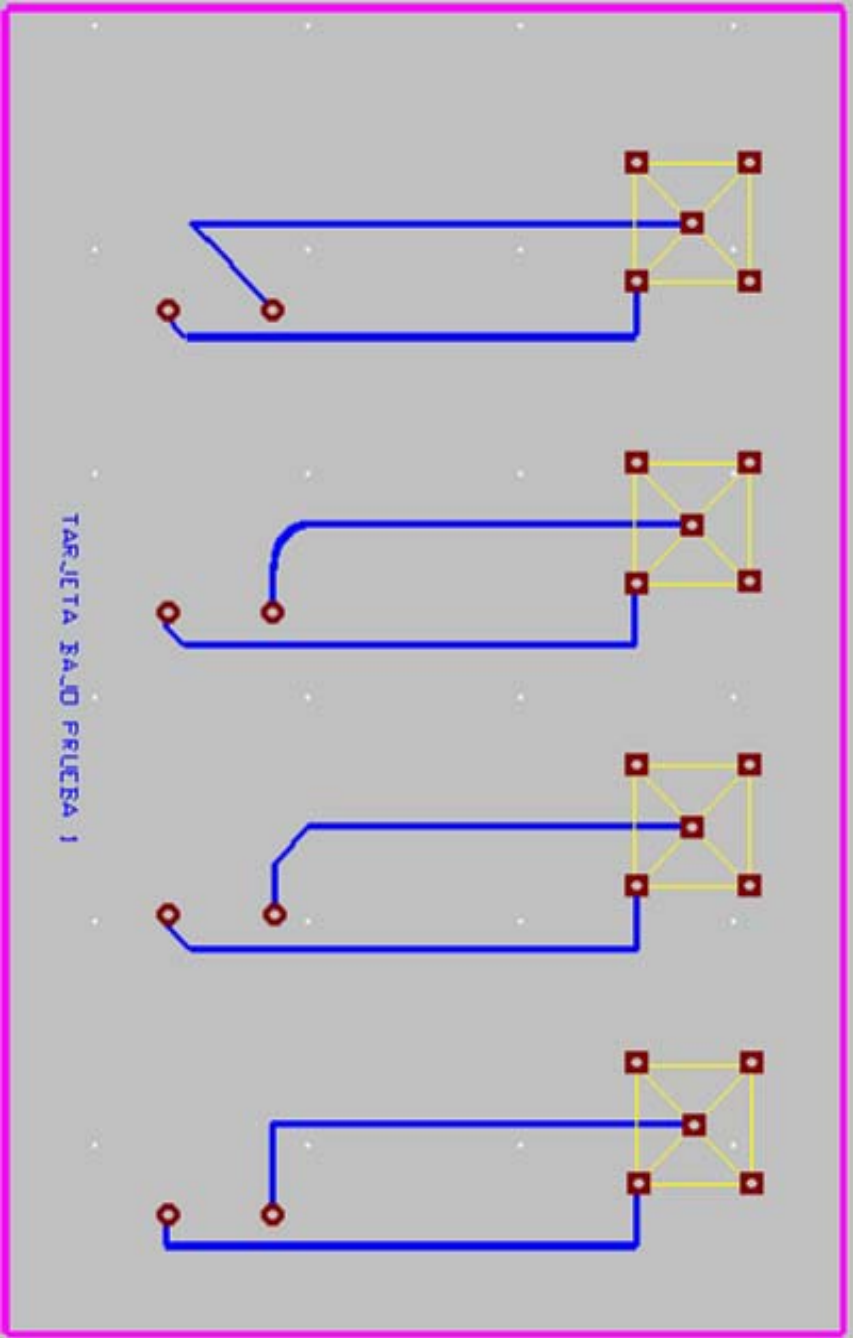
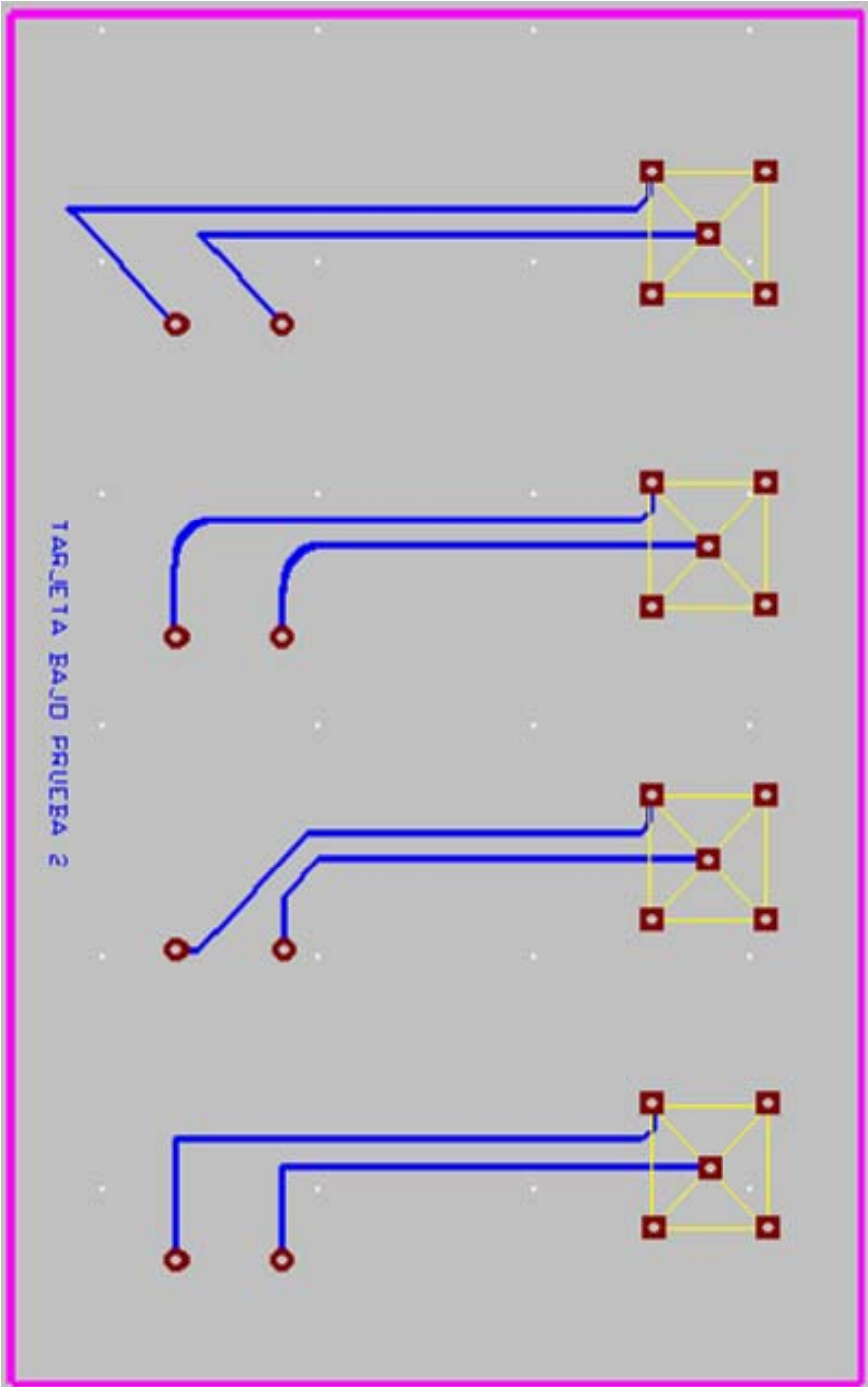


Figura 37. Tarjeta Bajo Prueba: TBP_2



Las tarjetas tienen conectores tipo BNC hembra, para la conexión con los equipos de laboratorio, cuyas salidas están normalizadas a impedancias de $50\ \Omega$.

Como se mencionó en el apartado 1.6.3, se puede estimar cuando una línea de transmisión debe tener una red de terminación; en las pruebas realizadas se resaltan aspectos más generales sobre la terminación de la línea, haciendo énfasis especialmente en los quiebres de las pistas y la separación entre ellas.

3.2 EQUIPO DE MEDICIÓN

Equipo de visualización: Osciloscopio Digital *Tektronix TDS 520C*, capaz de medir señales de hasta $500\ \text{MHz}$. Este osciloscopio puede visualizar señales con amplitudes de hasta $1\ \text{mV}$ pico, y permite la adquisición de las mismas en formato de imagen y de datos.

Generador de Reloj: Como fuente de onda cuadrada, el mejor generador de este tipo disponible en el laboratorio es un módulo del equipo de comunicaciones de *LabVolt*. Este aparato puede generar señales cuadradas con frecuencia de hasta $10\ \text{MHz}$, disponiendo de divisores de frecuencia con preescaladores (2, 4, 8...256) y divisores de frecuencia en potencias de 10.

Configuración de los equipos (*Setup*): El osciloscopio fue mantenido en una escala de amplitud y tiempo con resolución suficiente, para visualizar la señal detectada por el sensor y poder analizarla claramente en el ordenador:

$5\ \text{mV} / \text{Div}$	Amplitud
$25\ \text{ns} / \text{Div}$	Tiempo

Las puntas utilizadas son las disponibles como accesorios del mismo osciloscopio, cuya impedancia característica es de $50\ \Omega$.

El generador de reloj se mantuvo en $10\ \text{MHz}$, ya que a esta frecuencia se hacen más notorios los fenómenos que se discuten en el siguiente apartado. El nivel de salida de este generador es de $1.2\ \text{Volts}$ pico.

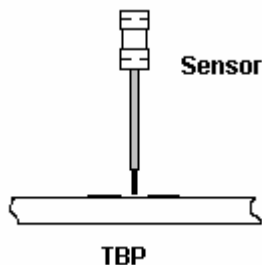
3.3 SEÑALES OBTENIDAS Y ANÁLISIS

Antes de realizar las pruebas se tuvieron en cuenta aspectos, concernientes al ambiente en donde se realizaron:

a). Las pruebas se realizaron en el Laboratorio de Comunicaciones de la Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones. Este salón dispone de cuatro computadores para servicio público, ubicados a lo largo del perímetro interno del mismo. Los equipos de medición se encuentran a más de tres metros de distancia de los computadores; así mismo, durante las pruebas se apagaron los equipos existentes de telefonía móvil que pudiese haber, ya que se observó que estos interferían con las emisiones detectadas del circuito impreso. Debe recordarse que aunque la topología del sensor es de campo próximo, como se discutió en el capítulo 1 y se caracterizó en el capítulo 2, éste puede captar señales en la banda de frecuencia de operación celular (1.8 GHz), aunque de muy baja amplitud.

b). La posición de las TBP's y el sensor, es muy importante a la hora de adquirir las señales. La TBP (Tarjeta Bajo Prueba) debe mantenerse en una sola posición, de tal manera que el sensor esté perpendicular a la superficie del PCB durante la adquisición, tal como se observa en la **Figura 38**

Figura 38. Posición del sensor sobre las tarjetas bajo prueba



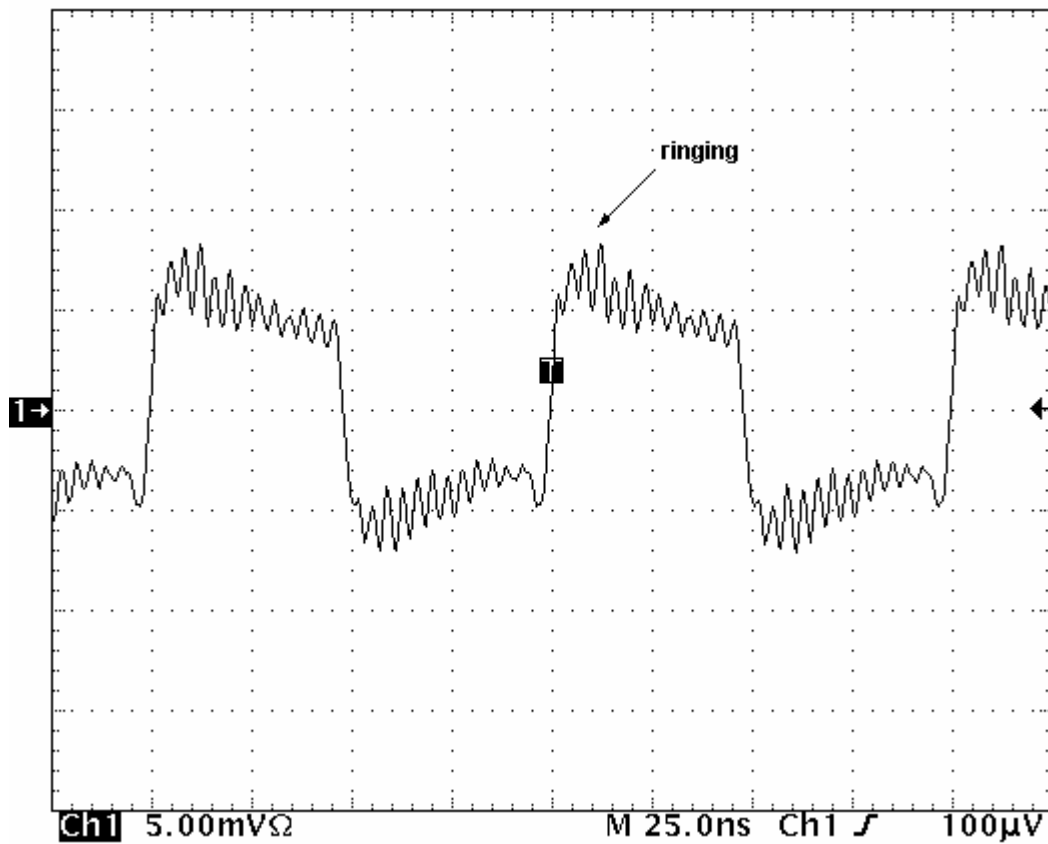
El sensor puede tocar la superficie del PCB; esta cubierta con un material aislante termoencogible, que permite tener un pequeño espacio entre la punta del sensor y la superficie de la tarjeta, evitando el contacto directo.

c). Los accesorios utilizados, como los cables y conectores a la tarjeta, están normalizados a una impedancia de 50Ω , que corresponde al cable coaxial RG58 con el cuál también fue construido el sensor. Los conectores BNC empleados no guardan del todo esta característica. Utilizar los conectores apropiados, requiere de una cuantiosa inversión, lo que valdría la pena, si los equipos de medición garantizarán un acople extremadamente bueno con estos accesorios; debido a esto se tienen errores en las mediciones, que se discuten mas adelante.

Considerando estos aspectos, el siguiente paso fue seleccionar el sensor. Como se expuso en el Capítulo 2, se caracterizaron diferentes tipos de sensores, teniendo como base para la selección, la frecuencia de autoresonancia, que nos indica hasta que punto el sensor trabajará adecuadamente. Para las pruebas que se describen, se necesita la mejor combinación entre sensibilidad y ancho de banda de trabajo, teniendo en cuenta que estas variables son inversamente proporcionales (Capítulo 2). En este aspecto, el Sensor 8 (Figura 29, Capítulo 2) es el que tiene la mayor sensibilidad y su ancho de banda de trabajo es suficiente para captar la señal de reloj del generador, que corresponde a 10 MHz .

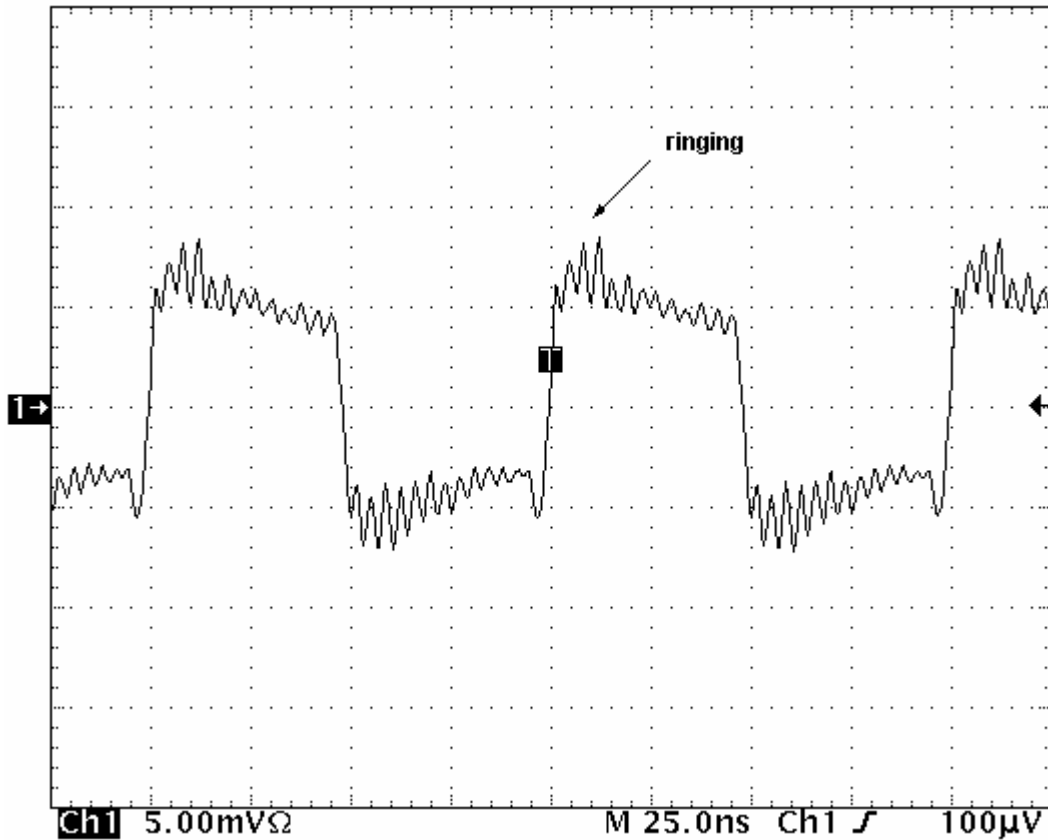
En la **Figuras 39, 40 y 41** se presentan las señales adquiridas, para los circuitos con pistas enrutadas con ángulos curvos, 45° y ángulos mayores a 90° , respectivamente.

Figura 39. Señal captada en el circuito con ángulos curvos. TBP_1



En el Capítulo 1, se discutió la mejor forma de realizar los quiebres de las pistas en el diseño de un PCB. Se observa una mayor oscilación en el circuito con ángulos de 45° (**Figura 40**) que en el circuito con ángulos curvos (**Figura 39**). Esto se debe a que el ancho de la pista con ángulos curvos se mantiene, mientras que en las de 45° , no se mantiene, con lo que se muestra el efecto que tienen los quiebres de las pistas del impreso en la integridad de la señal; asimismo se discutirá mas adelante el efecto presente al tener pistas muy separadas, comparado con pistas que están juntas (tarjeta TBP_2).

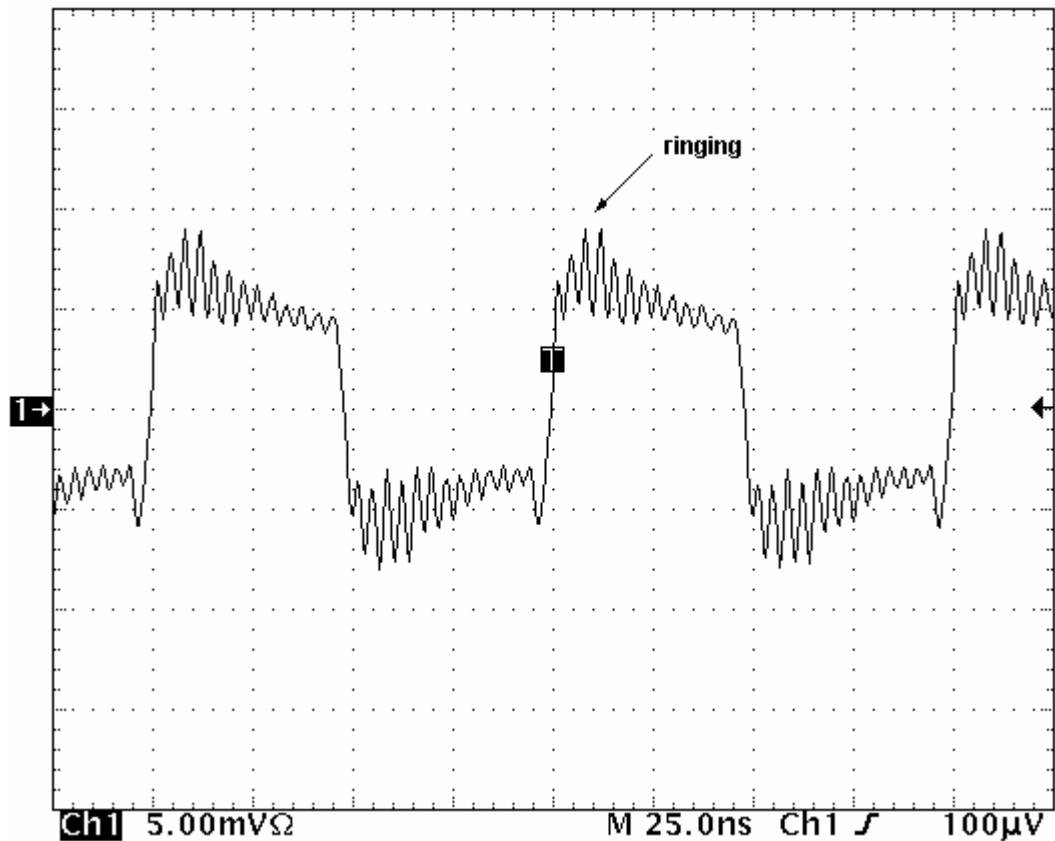
Figura 40. Señal captada en el circuito con ángulos de 45°. TBP_1



En la **Figura 41**, se tiene una terminación de la pista con ángulos mayores a 90°, en donde se evidencian oscilaciones con mayor amplitud, ya que en este caso, los ángulos que tienen las pistas son los que menos ofrecen integridad a la señal.

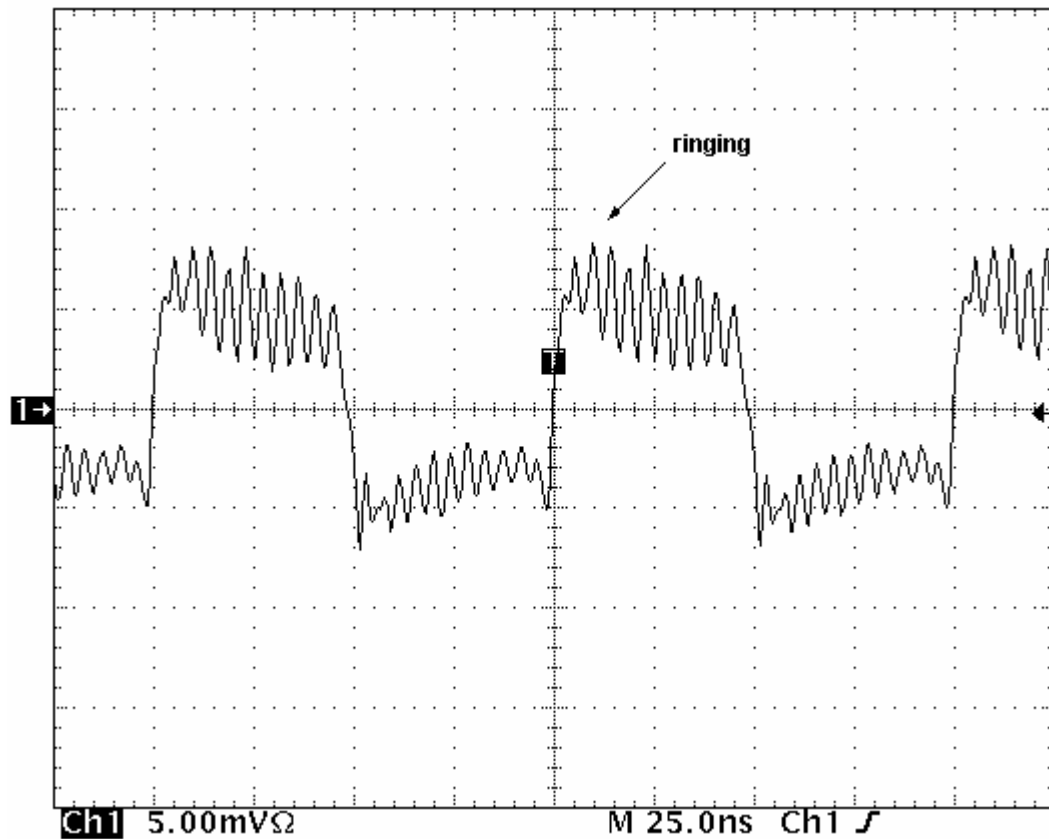
Las oscilaciones presentes en las **Figuras 39, 40 y 41**, tienen un período de 4.7 ns (212.7 MHz). Estas oscilaciones o *ringing* como se discutió en el Capítulo 1, puede ser disminuidas aplicando las técnicas que se mencionaron en el apartado 1.8; sin embargo el *ringing* se presentará si no se mantienen los acoples en todos los puntos en donde exista una interrupción en la línea de transmisión. Asimismo, este período de la señal de *ringing*, es aproximadamente, el mismo tiempo de subida de la señal de reloj que se conectó a la tarjeta, de modo que la interferencia generada está a una frecuencia de: $1/4.7\text{ ns} = 212\text{ MHz}$.

Figura 41. Señal captada en el circuito con ángulos mayores a 90°. TBP_1



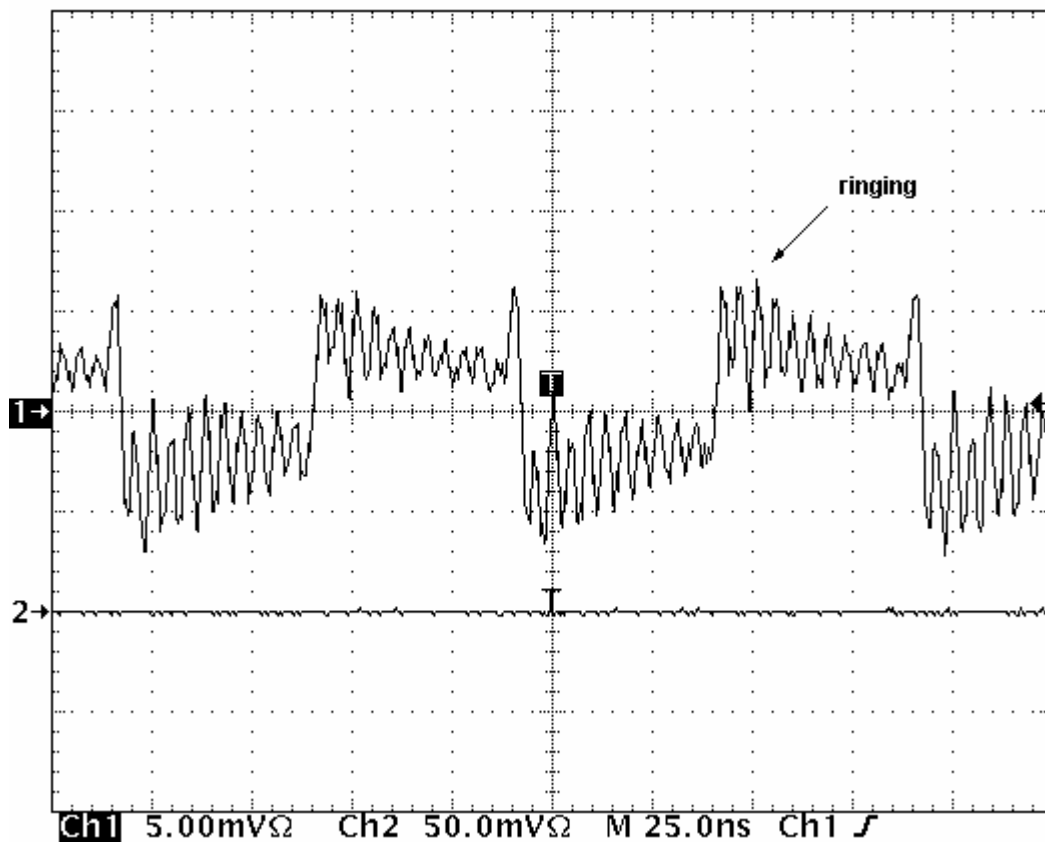
Sobre la misma tarjeta (TPB_1), se realizaron las pruebas en los diferentes circuitos, pero usando cables lo más cortos posibles para realizar las medidas. Al reducirse la longitud del cable, la caída de tensión en el mismo es menor, lo que resulta en una mayor amplitud en la señal. En el caso de la señal que detecta el sensor, esta tendrá una mayor amplitud de las oscilaciones; sin embargo las características de la reflexión de la señal aún se evidencian tanto en la **Figura 41** como en la **Figura 40**, que corresponden al circuito con ángulos de 45°, en la tarjeta TBP_1.

Figura 42. Señal captada en el circuito con ángulos de 45° y cable de menor longitud.
Tarjeta TBP_1



Como se evidencia, el efecto de *ringing*, descrito en el Capítulo 1, se hace más notorio, ya que para esta medida el cable de conexión entre el generador de pulsos y la tarjeta bajo prueba (TBP_1), coloca menor atenuación a la señal. Para esta medida, la frecuencia del fenómeno de *ringing* se mantiene en aproximadamente 200 MHz .

Figura 43. Señal captada en el circuito con ángulos de 45°. TBP_2



Como se observa en la **Figura 43**, la amplitud de la señal es menor que en el mismo circuito de la tarjeta TBP_1, en este caso el circuito con ángulos de 45°. En este caso también se observa el fenómeno de reflexiones que se analizó previamente. Sin embargo la característica más importante para resaltar en esta última prueba es el hecho de que hay una mayor cancelación del flujo magnético, por el hecho de tener las pistas juntas, con lo que se comprueba la importancia de guardar esta recomendación al diseñar un circuito impreso que maneje señales de alta frecuencia.

Las condiciones de medida para ambos circuitos se mantuvieron de acuerdo al apartado 3.2.

CONCLUSIONES

- Se ha diseñado, construido y probado un sensor de campo magnético próximo, capaz de detectar de manera rápida, el campo magnético generado por los bucles o pistas radiantes en tarjetas de circuito impreso.
- Como resultado de la caracterización de los sensores con el fin de conocer su respuesta en frecuencia en un rango de 10 KHz hasta 400 MHz , se evidenció el comportamiento capacitivo que tienen los sensores a partir de una frecuencia, llamada frecuencia de autoresonancia, la cual está determinada por los valores de inductancia y capacitancia parásita (apartado 2.2.3). En todos estos casos se obtuvieron valores estimativos de la inductancia de cada sensor, con el fin de predecir y cuantificar el rango de frecuencias de utilización de cada uno de ellos.
- El método experimental usado para la caracterización de los sensores [4], arrojó valores de inductancia, que poco se relacionan con los valores calculados. Las diferencias radican en las aproximaciones hechas producto de la simplificación de parámetros en la ecuación de impedancia, descrita en (21) y en la expresión aproximada usada para el cálculo de la inductancia (26). Los valores calculados y medidos son más cercanos para inductores en el rango de μH , de modo que el método es más preciso para bobinas en este rango de valores.
- Así mismo aunque el método descrito no es tan confiable como un medidor de parámetros especializado, que brinda información tanto del módulo como de la fase de la impedancia, es una alternativa que permite tener una estimación del comportamiento de los parámetros en forma adecuada, cuando no se dispone de estos equipos especializados. El medidor de

parámetros disponible en el laboratorio, calcula el valor de impedancia del elemento a una frecuencia de 1 KHz . El cálculo a esta frecuencia resulta impráctico para caracterizar los sensores construidos, ya que se debía conocer su comportamiento en el rango de utilización correspondiente a decenas de MHz .

- Por medio de los sensores se detectaron las emisiones electromagnéticas resultantes de no realizar acoples de impedancia adecuados; no realizar estos acoples produce reflexiones de las señales dentro de las pistas de circuito impreso.
- Con relación a estas reflexiones, los efectos de EMI fueron notables a una frecuencia de 10 MHz . Con una frecuencia de operación inferior, por ejemplo de 50 KHz , los efectos de las reflexiones de la señal en las pistas de circuito impreso no son apreciables con el sensor utilizado para el caso anterior debido a que estas radiaciones se presentan en altas frecuencias.
- Se evidenció el efecto de la cancelación de flujo magnético en la tarjeta TPB_2 (tarjeta bajo prueba, con pistas juntas), en la cuál las señales obtenidas con el sensor (en este caso el Sensor 8, permitía captar las señales para análisis), eran de menor amplitud que las obtenidas en la tarjeta TBP_1, que tiene las pistas más separadas. En ambas tarjetas se presenta el efecto de reflexiones o *ringing* que se describió en el capítulo 1 y se discutió en el capítulo 3.
- El diseño presentado de la tarjeta de amplificación tuvo como objetivo amplificar las señales detectadas por el sensor. La tarjeta fue utilizada para visualizar los resultados en un osciloscopio Tektronix, con las características ya mencionadas. Una investigación más profunda permitió reevaluar la necesidad de su uso, y se concluyó que no era primordial para realizar las pruebas, dado que según el análisis planteado en el apartado 2.3.2 no se ajustaba con los requerimientos en frecuencia.

RECOMENDACIONES

- El diseño propuesto como anexo, presenta las posibilidades de un equipo portátil que permite detectar componentes ruidosos en una tarjeta de circuito impreso. Aumentando la eficiencia del regulador de voltaje y trabajando con componentes de montaje superficial, pueden obtenerse mejores resultados en cuanto a consumo de potencia, versatilidad y economía.

- Como ya se mencionó en diferentes partes del texto, acerca del método experimental para la caracterización de los sensores, se pueden mejorar los resultados teniendo en cuenta lo siguiente:
 - a). Realizar un diseño de la tarjeta de medida con plano de tierra, un mejor compuesto *epoxy* y manteniendo la utilización de las resistencias de montaje superficial.

 - b). Utilizar conectores tipo BNC para circuito impreso, los cuales permiten un mayor acople mecánico. Es muy importante tener en cuenta que la tarjeta debe tener un nivel de robustez suficiente, que permita la manipulación de la misma sin tener daños estructurales.

 - c). Utilizar un equipo de medida con suficiente capacidad para manipular los datos obtenidos. Como se mencionó en el apartado 2.2.2 sobre las características y limitantes del equipo de medida utilizado, el uso de un analizador de espectros con una mejor respuesta de los diferentes filtros RBW y un mayor rango de medida, junto con la caracterización de cada una de las puntas de medida, permitiría tener datos más precisos para el análisis del comportamiento en frecuencia del elemento.

- Un aparte final es la utilización de un medidor de parámetros especializado, que permitiría mejorar el diseño de osciladores y moduladores de frecuencia,

al conocer con mayor precisión el valor de los elementos almacenadores de energía, como inductores y condensadores, en la frecuencias de trabajo específicas para el diseño.

- La instrumentación disponible en el laboratorio, permitió la independencia del sensor de la tarjeta amplificadora. Si se desean amplificar más las señales detectadas, el uso de un OPAMP con un GBP de alrededor de 2 GHz , hará más estable la respuesta en frecuencia del amplificador.
- Los diseños propuestos en el anexo de PCB's, fueron hechos siguiendo las recomendaciones ya descritas en el Capítulo 1. Lo que se buscó con esta forma de diseño fue evitar en la mayor medida posible el impacto que tienen los lazos y la mala colocación de los componentes en el funcionamiento de un equipo. El uso de conectores e integrados (SMT) que ocupen una menor área dentro del PCB, reducirá el tamaño total y seguramente su consumo de energía.

REFERENCIAS

- [1] HAYT, William JR. Teoría Electromagnética. Mc Graw Hill, 1997. Cap. 8-9
- [2] Fundamentos de Campo Magnético. Curso Electromagnetismo. Tutorial html.
www.sc.ehu.es/sbweb/fisica/elecmagnet/magnetico
- [3] SEBASTIÁN FRANCO, José Luis. Fundamentos de Compatibilidad Electromagnética. Cap 3. Adisson- Wesley. 1999.
- [4] GONZÁLEZ DÍAZ, David. Caracterización de las estructuras, control y Lay-out de convertidores conmutados para la reducción de perturbaciones. Tesis doctoral. Universidad Politécnica de Catalunya. 2001.
- [5] MAYNÉ, Jordi. Sensores 2003. Tutorial PDF.
www.bairesrobotics.com.ar/data/sensores2003.pdf
- [6] GHEZZI R, Miguel. Construcción de Inductores de radiofrecuencia. Tutorial HTML.
www.solred.com.ar/solvegi
- [7] MONTROSE, Mark I. Printed Circuit Board Design Techniques For EMC Compliance. IEEE press. Cap. 2,3,4 y 8.
- [8] Facultad de Ingenierías. Universidad de Buenos Aires Argentina. Tutorial HTML.
www.fi.uba.ar/materias/6666/EMC
- [9] Measurement, Instrumentation, and Sensor Handbook CRCnetBase 1999
Cap. 48, 50.

- [10]** GAGO Javier, GONZÁLEZ David, BALCELLS Josep. Sondas de campo magnético para la detección de problemas EMI en PCB. Tesis. Universidad Politécnica de Catalunya. 2000
- [11]** TEKTRONIX 2712 Spectrum Analyzer. Tektronix Inc. User Manual. 1996
- [12]** JONSON, Fred. Simple “Homemade Sensors Solve Tough EMI Problems”. Elecdesign Magazine. Noviembre 1999.
www.elecdesign.com/Articles/ArticleID/7491/7491.html
- [13]** Analog Devices Guide: Designing with High Speed Op Amps.
- [14]** Analog Devices. AD8307, AD8055AN, AD7810YR Datasheets.
- [15]** Motorola, Inc. MC68HC908JK3 Technical Data. Revisión 5. USA. 2001. 410p.

ANEXO A. EL DECIBEL

En la descripción de fenómenos de interferencia y EMC suelen usarse escalas logarítmicas que permiten comparar señales de intensidad muy diferente y sumar en lugar de realizar multiplicaciones cuando se colocan sistemas en cascada para tratar la información.

La unidad habitual es el **decibel** (dB), y representa la relación logarítmica de dos valores de la misma magnitud. Originalmente se usaba el dB para expresar la relación entre dos potencias:

$$r(dB) = 10 \log_{10} \left(\frac{P_2}{P_1} \right)$$

Se puede pensar que estas potencias se disipan sobre una hipotética resistencia R :

$$P_1 = V_1^2 / R$$

$$P_2 = V_2^2 / R \Rightarrow 10 \log_{10}(P_2 / P_1) = 20 \log_{10}(V_2 / V_1)$$

y la relación expresa una relación de tensiones. Análogamente se puede expresar una relación de corrientes.

En ocasiones se expresa una cantidad en dB como su relación a una cantidad de referencia. Por ejemplo, si $V_1 = 1\mu V$ es la tensión de referencia, entonces:

$$V_2(dB\mu V) = 20 \cdot \log_{10} [V_2(\mu V)]$$

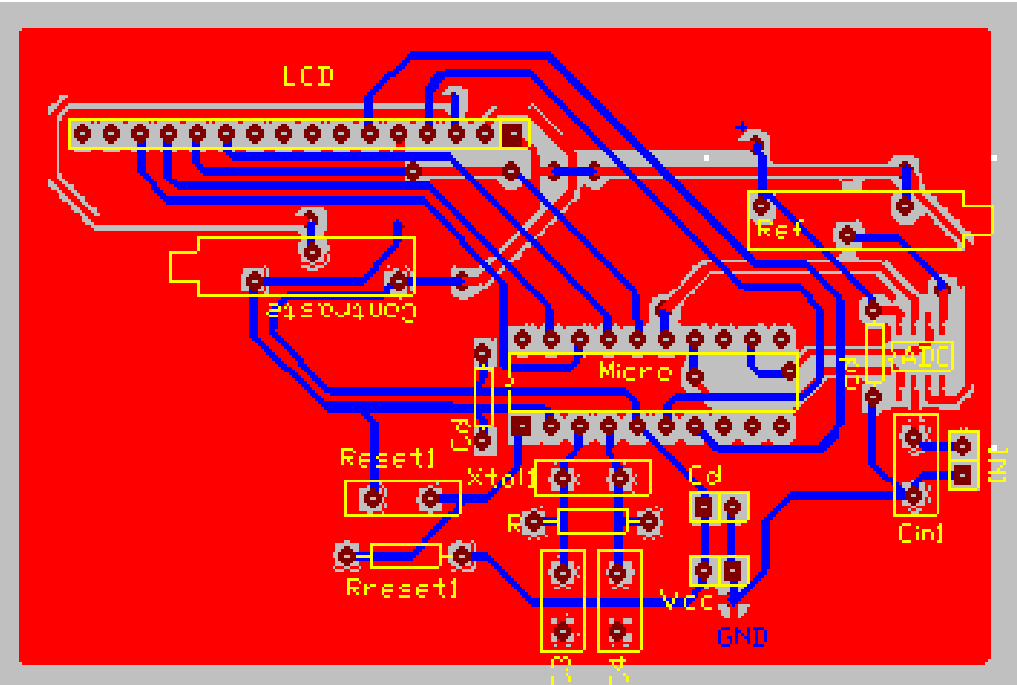
Esta es la convención para expresar cantidades en dB sin hacer referencia a una relación. En general, para una cantidad X expresada en la unidad Y se tiene en dB:

$$X(dBY) = 20 \log_{10} [X(Y)]$$

La siguiente tabla muestra las unidades más usadas en EMC:

<i>Magnitud</i>	<i>Unidad dB</i>	<i>Valor de referencia</i>
<i>Tensión</i>	<i>dBμV</i>	<i>1μV</i>
<i>Corriente</i>	<i>dBμA</i>	<i>1μA</i>
<i>Potencia</i>	<i>dBm</i>	<i>1mW</i>
<i>Campo Eléctrico</i>	<i>dBμV / m</i>	<i>1μV / m</i>
<i>Campo Magnético</i>	<i>dBμA / m</i>	<i>1μA / m</i>

Figura B2. PCB de la tarjeta de visualización



C. INTERFAZ DE VISUALIZACION Y ADQUISICIÓN

Con el fin de poder hacer evaluaciones cuantitativas de las señales obtenidas con el sensor de campo magnético, se implementó una interfaz de visualización en un LCD.

La interfaz cuenta con los siguientes elementos:

Sensor de campo magnético (Capítulo 3), junto con su acople.

Un microcontrolador, encargado del manejo de los componentes del módulo (apartado C.1).

Un conversor analógico digital serial de 10Bits (apartado C.4)

Un amplificador logarítmico, encargado de convertir las señales detectadas por la sonda en un voltaje que varía de 0 a 2.5V (apartado C.5)

Una pantalla *LCD*, que permite la visualización de los datos (apartado C.2).

C.1. MICROCONTROLADOR

Para la elección del microcontrolador se revisaron las características técnicas que ofrecían algunos fabricantes, detallando básicamente el número de pines de entrada salida, el número de puertos, interfaces de comunicación con periféricos y repertorio de instrucciones.

Teniendo en cuenta estos parámetros, se planteó como solución la elección de uno de los siguientes microcontroladores: de *Motorola* el *MC68HC908JK3*, el *MC68HC908GP32*; de *Microchip* el *PIC16F84*.

Se escogió el *MC68HC908JK3* de *Motorola* [15], ya que es el que mejor se ajusta a las necesidades del diseño, las cuales son:

- Manejo de periféricos, para la conexión externa de dispositivos como el conversor analógico-digital; el cual requiere de señales sincronizadas de control, para la correcta manipulación de los datos.
- La conexión del *LCD*, que constituye un equipo imprescindible a la hora de interactuar el usuario con el sistema.
- Presenta la posibilidad ser programado con la interfaz *Code Warrior*. Tal herramienta posee un compilador para lenguaje C, y utilidades para adaptar programas ya prediseñados (*Templates*) a las necesidades del programador.

Este microcontrolador es uno de los miembros de la familia HC908 de la gama media de Motorola, caracterizados por su bajo costo y alto desempeño. Todos los miembros de esta familia utilizan la unidad de procesamiento denominada CPU08 y están disponibles en una gran variedad de presentaciones (20,28 y 40 pines) y en diversos tamaños de memoria de programa (1.5K, 4K y 32K respectivamente).

C.2. PANTALLA DE VISUALIZACIÓN

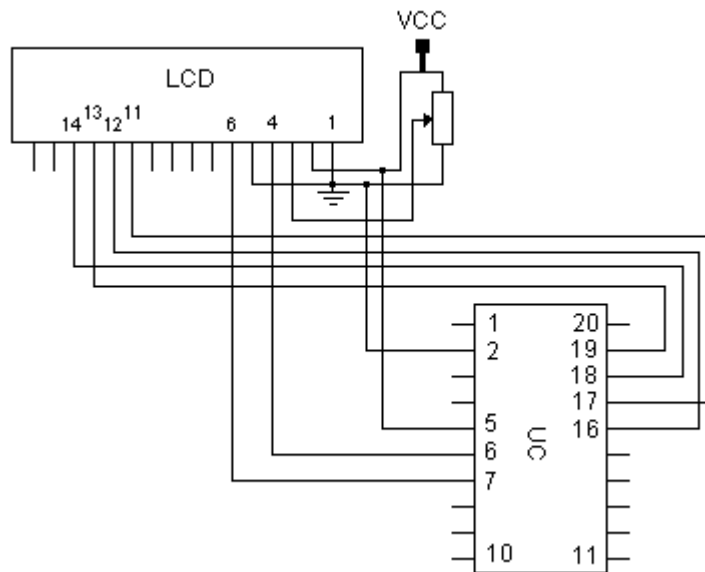
Los datos son visualizados en una pantalla de cristal líquido o LCD (Liquid Crystal Display), que es un dispositivo microcontrolado para la presentación de caracteres, símbolos o incluso dibujos (en algunos modelos), en este caso el modelo escogido dispone de 2 filas de 16 caracteres cada una y cada carácter dispone de una matriz de 5x7 puntos. Fue escogido por su bajo costo, por su fácil implementación en hardware y porque ofrece una óptima visualización de acuerdo a la cantidad de caracteres que son mostrados.

C.3. INTERFAZ MICROCONTROLADOR JK3 - LCD

La disposición de pines para el manejo del LCD, por medio del microcontrolador Jk3, se presenta en la **Figura C.1**. El envío de un carácter al LCD puede hacerse con ocho o cuatro bits; si es con cuatro bits la escritura de un dato en el LCD, se hace enviando primero el nibble alto del dato y después el nibble bajo.

El control y el envío de datos hacia la pantalla se hace con siete bits, cuatro bits de datos que corresponden a los mas altos del LCD (D4-D7) conectados al puerto D del microcontrolador (PTD2-PTD5), y tres bits de control (RS, RW y Contraste) conectados al puerto B del microcontrolador (PTB7-PTB6); el pin faltante (pin 3 del LCD) corresponde al contraste, que se conecta a un trimmer como se observa en la **Figura C.1**.

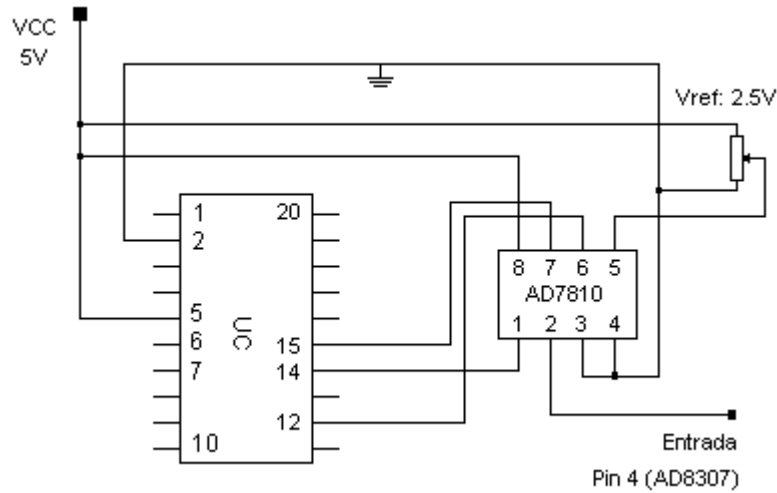
Figura C.1. Interfaz microcontrolador Jk3 – LCD



Implementar esta interfaz permite ahorrar 4 pines del microcontrolador, ya que la velocidad de escritura en la pantalla no es crucial para el buen funcionamiento del equipo.

C.4. INTERFAZ DE ADQUISICIÓN

Figura C.2. Diagrama de conexión del convertor al microcontrolador Jk3



Convertor. El convertor Analógico Digital (ADC), para la adquisición de los datos obtenidos a la salida del amplificador logarítmico, se seleccionó teniendo en cuenta los siguientes criterios:

- El rango de valores a convertir: la entrada al convertor debe ser unipolar ya que la señal a muestrear es una señal de DC en un rango de 0 a 2.5V.
- Resolución de 10-bits, suficientes para detectar las pequeñas variaciones de la señal a medir (hasta 3 mV).
- Una interfaz de entrada serial, que permita utilizar un menor número de pines del microcontrolador y además reducir el número de líneas.

Después de analizar diferentes convertidores Analógico Digital de diversos fabricantes y teniendo en cuenta sus características, como bits de resolución, velocidad de conversión y rango de operación; se escogió el *AD7810YR* de *Analog*

Devices [14], el cual se acopla a las necesidades del diseño, por sus características: entrega de datos serial, referencia externa de voltaje, resolución de 10 bits (2.4 mV para $FS = 2.5\text{ V}$) entre otras. El tiempo de muestreo no es un parámetro de diseño muy exigente, ya que la señal de entrada, proveniente del amplificador AD8307, es una señal análoga DC. Debido a que sólo se utiliza un canal para la conversión, el pin de entrada análoga negativa, se coloca a tierra; el nivel de entrada presente en el pin V_{in+} , está entre 0.2 a 2.5 V . La interfaz de control del conversor que se muestra en la **Figura 40**, utiliza 3 pines del microcontrolador lo que optimiza el diseño.

El conversor se implementó en el modo de apagado automático [14], después de realizar cada conversión. Este modo permite un bajo consumo de potencia y es utilizado para aplicaciones que requieran bajas tasas de conversión (hasta 100 Kbps).

Disposición de pines

CONVST: (1) Inicio de conversión

V_{in+} : (2) Entrada análoga positiva

V_{in-} : (3) Entrada análoga negativa, conectada a tierra

GND: (4) Referencia de tierra para la circuitería digital y análoga

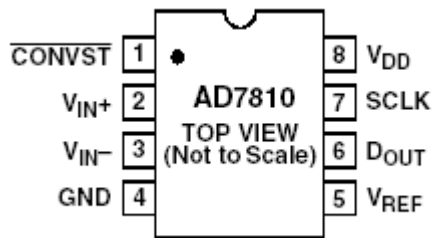
V_{ref} : (5) Pin para referencia externa (2.5 V)

Dout: (6) Salida del dato en forma serial

SLCK: (7) Reloj serial para envío de datos

VDD: (8) Fuente de voltaje positiva ($2.7\text{ - }5\text{ V}$)

Figura C.3. Distribución de pines del AD7810YR



Fuente. Hoja de datos del fabricante [14]. Analog Devices www.analog.com

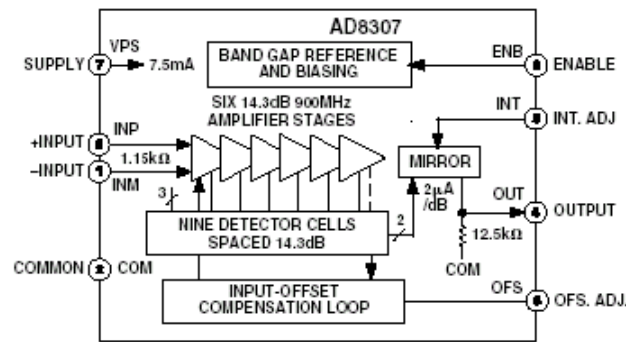
C.5 AMPLIFICADOR LOGARÍTMICO

Esta etapa tiene como objetivo convertir las señales adquiridas por el sensor de campo magnético, en un valor de voltaje que pueda ser muestreado y digitalizado para su posterior visualización en una pantalla LCD*. Un amplificador logarítmico entrega una señal DC, teóricamente proporcional al valor rms de la señal presente en su entrada [14] y posee una alta ganancia debido a su amplificación no lineal. La razón para utilizar un dispositivo con esta topología fue debida a las pequeñas señales presentes en el sensor, del orden de $-70dBm$, de modo que con el AD8307, se puede obtener para este nivel de entrada aproximadamente, 0.5V en la salida [14].

El amplificador AD8307 de *Analog Devices* está compensado en frecuencia y optimizado en cuanto a las pérdidas de retorno para proporcionar un óptimo rechazo a las ondas estacionarias (ROE) en un amplio rango de frecuencias [14].

* Liquid Crystal Display.

Figura C.4 Diagrama de bloques del AD8307



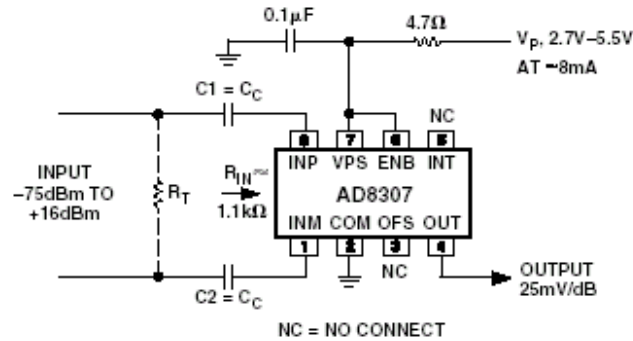
Fuente. Hoja de datos de Analog Devices [14]. www.analog.com

La versión tipo DIP** de este circuito integrado, usada en nuestro montaje, puede usarse adecuadamente hasta una frecuencia de 100MHz; la longitud de sus terminales lo hacen inadecuado para trabajar a frecuencias más altas por lo que se recomienda usar el formato SMD. En nuestro diseño la frecuencia máxima es inferior a 30MHz.

Para frecuencias superiores a los 300MHz, la potencia de entrada no debe superar los +20dBm; esta desventaja viene documentada en la hoja de datos del fabricante, sin embargo, esto no supone ningún problema en nuestro diseño ya que los niveles de potencia que se manejan no alcanzan los 0dBm.

** Dual in Line Package.

Figura C.5 Diagrama circuital del amplificador logarítmico



Fuente. Hoja de datos del fabricante [14]

En la **Figura C.5** se aprecia el diagrama circuital del amplificador logarítmico. Este circuito fue tomado de la hoja de datos del circuito integrado y adaptado a nuestras necesidades. Este circuito entrega a la salida un valor entre 0 y 2.5V con variaciones de $20\text{ mV} / \text{dBm}$.

La resistencia R_T sirve para ajustar la impedancia de entrada del circuito teniendo en cuenta que la resistencia de entrada del AD8307 es de $1.1\text{ k}\Omega$, dicha impedancia se normalizó a 50Ω impedancia típica de los aparatos de medida del laboratorio.

La resistencia variable R_s permite el ajuste del intercepto, este determina el mínimo nivel de potencia de la señal de entrada que puede ser amplificado por el circuito. El fabricante recomienda un valor de $51\text{ k}\Omega$ para una tensión de alimentación de 5V y un valor de $20\text{ k}\Omega$ cuando la alimentación es de 3V.

Por defecto este intercepto* se encuentra en -72 dBm referido a la entrada. Los condensadores C_1 y C_2 definen filtros de paso bajo y paso alto.

Debido a que las señales que detecta el sensor son de alta frecuencia, los condensadores deben ser escogidos suficientemente pequeños, para asegurar una constante de tiempo más rápida que el tiempo de respuesta especificado en el amplificador logarítmico. En la hoja de datos se especifica que este tiempo a

pequeña señal es de 400ns; como se necesita una resistencia para el acople con el sensor de 50Ω , los condensadores pueden ser de 1nF, que proporciona una constante de tiempo de 50ns.

Un punto a tener en cuenta es la posición del resistor de 50Ω . Si el resistor se coloca como aparece en la **Figura C.5**, la impedancia de entrada será la impedancia del dispositivo; el problema con tener la resistencia en el lado de señal es que la resistencia interna del dispositivo requerirá un valor más pequeño de C2 para asegurar la eliminación del efecto “cola” [14], que se presenta en los amplificadores logarítmicos. Si el resistor se coloca en el lado del dispositivo, es decir, en la parte derecha de los condensadores C1 y C2, la impedancia de la red entre INHI e INLO* es alrededor de 50Ω .

C.6 CONSIDERACIONES DEL LAYOUT

Es importante en el diseño del circuito impreso tener en cuenta la aplicación del equipo; depende del diseñador definir cuáles son los elementos que pueden generar algún tipo de interferencia, en cuáles esta interferencia hará que no operen correctamente ciertos dispositivos y la técnica a usar. En algunos diseños, un *Layout* doble cara es la mejor opción, si el equipo operará en altas frecuencias, teniendo en cuenta dejar, al menos una capa, como plano de tierra. En un diseño, para un equipo que también operará en altas frecuencias, puede ser una mejor opción, un PCB monocapa, y utilizar la técnica con pistas de guarda, para minimizar la capacitancia de acople (Capítulo 1).

El amplificador logarítmico recibe señales análogas de alta frecuencia, y arroja una señal análoga de baja frecuencia (DC). En la parte de adquisición y visualización, están presentes señales en su mayoría digitales, situación de especial cuidado, debido a que se tiene un mismo plano de tierra para el retorno de ambas señales.

* Nivel de potencia para el cual el circuito presenta 0V en su salida.

* Entradas de nivel alto y bajo del amplificador, respectivamente.

El punto de la tierra análoga con la tierra digital, se hace en la tarjeta de adquisición y visualización, alejado de la región del PCB en donde están presentes las señales de alta frecuencia recogidas por el sensor (Capítulo 2).

Así mismo, el cristal requerido para el funcionamiento del microcontrolador, debe estar situado lo más cerca posible al micro, con el fin de minimizar los acoples presentes en las pistas que transportan la señal hacia este dispositivo.