



**INSTITUTO DE
TECNOLOGIA**

PROF. JORGE A. SABATO

**UNIVERSIDAD NACIONAL
DE GENERAL SAN MARTIN**

**COMISION NACIONAL
DE ENERGIA ATOMICA**

**MAESTRIA EN
CIENCIA Y
TECNOLOGIA
DE MATERIALES**

**DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE
SONDAS PARA ENSAYOS POR
CORRIENTES INDUCIDAS
CONTENIENDO BOBINAS
PLANAS REGULARES**

Javier Oscar Fava

UNIVERSIDAD NACIONAL DE GENERAL SAN MARTÍN
COMISIÓN NACIONAL DE ENERGÍA ATÓMICA
INSTITUTO DE TECNOLOGÍA
"Profesor Jorge A. Sábato"

**Diseño y construcción de sondas para ensayos
por corrientes inducidas conteniendo bobinas
planas rectangulares**

Por Lic. Javier Oscar Fava

**Directora
Dra. Marta Clelia Ruch**

(*)Tesis para optar al título de *Magister en Ciencia y Tecnología de
Materiales*

República Argentina

2003



Índice general

1. Introducción	8
1.1. Características generales del ensayo por corrientes inducidas . .	8
1.2. Propiedades fundamentales del flujo de corrientes inducidas . .	12
1.2.1. Efecto pelicular (Skin effect)	12
1.3. Principios básicos	16
1.3.1. Impedancia de la bobina	16
1.3.2. Gráfico de impedancia	19
1.4. Instrumentación	19
2. Diseño y construcción de las bobinas planas y sensores	22
2.1. Antecedentes y motivación	22
2.2. Diseño	23
2.2.1. Consideraciones generales	23
2.2.2. Detalles constructivos	26
2.2.3. Cálculos de impedancias - Caracterización de los inductores planos en aire	27
2.2.4. Incremento de la impedancia de las bobinas: Inductores planos sobre un substrato magnético	32
2.2.5. Armado de las sondas	33
2.2.6. Sondas para la inspección de ranuras laterales	34
3. Análisis de las respuestas de los sensores en la detección de defectos	37
3.1. Preliminares	37
3.1.1. Patrones para la inspección de ranuras frontales	39
3.1.2. Patrones para la inspección de ranuras laterales	43
3.2. Detección de defectos frontales en Zircaloy	45
3.2.1. Consideraciones generales	45
3.2.2. Resultados para la bobina 1	46
3.2.3. Resultados para la bobina 2	49
3.2.4. Inspección de las ranuras con una sonda convencional .	50

3.3. Detección de defectos laterales (o de borde) en Zircaloy	52
3.3.1. Resultados	53
4. Análisis de las respuestas de los sensores en la medición de resistividades	56
4.1. Preliminares	56
4.2. Medición de resistividades	58
4.2.1. Consideraciones generales	58
4.2.2. Resultados	59
4.3. Medición de resistividades con una sonda estándar	61
5. Conclusiones	63
A. Cálculo de autoinductancias e inductancias mutuas de inductores espiralados circulares planos	65
B. Cálculo aproximado de la inductancia de las bobinas rectangulares planas en el aire: L_{0-Rect}	68
C. Inductores planos sobre sustratos magnéticos	71

Resumen

La amplia variedad de aplicaciones que tienen los ensayos no destructivos requiere de una constante actualización a través del desarrollo de nuevos sensores y la adaptación de técnicas y equipos.

El objetivo de este trabajo fue el diseño, construcción y caracterización de sensores para ensayos no destructivos por corrientes inducidas, en los cuales las bobinas que los forman son espirales planos rectangulares.

De todas las bobinas construidas, se caracterizaron dos bobinas diferentes en esta primera etapa, calculando y midiendo las variables que determinan su comportamiento eléctrico (R , L , C y Z). La caracterización también consistió en probar las respuestas de los sensores respectivos en tres técnicas diferentes de corrientes inducidas: detección de ranuras frontales a la sonda, detección de fisuras de borde y medición de resistividades. Los resultados obtenidos se compararon también con los obtenidos utilizando una sonda convencional.

Las bobinas planas rectangulares utilizadas en este trabajo se diseñaron teniendo en cuenta dos factores: que tengan un área de inspección no mayor a $2,25 \text{ cm}^2$ y que su impedancia de salida esté en el rango de las impedancias de entrada de los equipos comerciales de corrientes inducidas (5 - 200 Ohm).

Una vez diseñadas las bobinas, para la construcción de las mismas se recurrió a la técnica de fabricación de circuitos impresos. Lográndose un ancho de los caminos que forman los espirales planos y una separación entre los mismos de 8 milésimas de pulgada.

Las bobinas resultaron tener valores bajos de inductancias. Esto determinó que para lograr valores de impedancia de sonda dentro del rango deseado se tuvieran que elevar las frecuencias de operación por encima de 300 kHz, resultando el rango de utilización de las mismas entre 300 kHz y 2 MHz. El operar con frecuencias altas las hace aptas para inspección de fallas en materiales de alta resistividad. Para tal fin, se probaron las sondas sobre patrones de Zry-4 especialmente contruidos: para la inspección de fisuras frontales sobre patrones con ranuras de 0.176 mm, 0.232 mm, 0.380 mm y 0.420 mm de profundidad y 0.13-0.14 mm de abertura; y para la detección de

fisuras de borde sobre patrones con ranuras 0.152 mm, 0.258 mm, 0.352 mm y 0.470 mm de profundidad y la misma abertura que las anteriores.

Los análisis de las inspecciones de fallas (para ambos tipos de ranuras) indicaron que se logra una buena discriminación en módulo de las señales de las diferentes ranuras analizadas; sin embargo, la discriminación en fase mostrada fue muy pobre.

Para la caracterización de las sondas ante la medición de resistividades se analizaron las respuestas con seis metales de resistividades 1.71 $\mu\Omega\text{cm}$, 5.76 $\mu\Omega\text{cm}$, 18.5 $\mu\Omega\text{cm}$, 49.2 $\mu\Omega\text{cm}$, 72.0 $\mu\Omega\text{cm}$ y 180.8 $\mu\Omega\text{cm}$. En cuanto a los resultados de resistividad, las frecuencias para las cuales se encontraron los mejores puntos de operación están en el rango 500 kHz-1 MHz, para todos los materiales analizados. La mejor separación se logró entre los materiales de alta resistividad.

Las características más sobresalientes de estas sondas son cuatro: Una es que la técnica utilizada para la fabricación de las bobinas asegura una gran repetitividad en la producción de las mismas, luego de establecido el diseño. Otra es que, en la inspección de fisuras de borde se eliminan casi completamente los efectos no deseados de acercamiento al borde de la pieza; cosa que es muy difícil de evitar cuando se utilizan sondas estándares. La tercera es su excelente respuesta para mediciones de resistividades a frecuencias altas, especialmente para materiales de alta resistividad. La última es la alta sensibilidad que poseen para la detección de defectos e imperfecciones existentes en las superficies de análisis.

Los mayores inconvenientes se presentan con las bajas inductancias de las bobinas, por un lado, y con la construcción de las sondas por otro: las características de algunos soportes utilizados pueden introducir señales no deseadas que afecten las mediciones.

Abstract

The wide variety of applications of non-destructive testing require a constant updating through the development of new sensors and the adaptation of techniques and equipments.

The aim of this work is the design, construction and characterization of eddy current sensors with planar rectangular coils.

Various windings were made, only two of which have been characterized so far, i.e. the properties which define their electrical behavior have been measured and computed (R , L , C and Z). In the characterization we have also checked sensors' performance for three different eddy current applications: detection of in front of coils cracks, detection of edge cracks and measurement of resistivity. The results were compared to those from a standard cylindrical probe.

The rectangular planar coils developed in this work were designed taking into account two things: that their testing area should not exceed 2.25 cm^2 , and that their output impedance should fall within the range of the commercial equipment entrance impedance (5 - 200 ohm).

The coils thus designed were made at an independent workshop, with the etching technique normally used for printed circuits. Circuits with very thin wires and gaps (8 mils) were achieved.

The resulting coil inductance is rather low. Consequently, to get the desired probe impedance values, operation frequencies over 300 kHz were necessary. A frequency range between 300 kHz and 2 MHz was selected. These high working frequencies make these probes specially suitable for high resistivity materials. With this purpose, special testing pieces were prepared by electroerosion technique from Zry-4 blocks: for the inspection of surface cracks, standards with fissures of the following depth: 0.176 mm, 0.232 mm, 0.380 mm and 0.420 mm were made, and to detect edge cracks the fissures of the standards were 0.152 mm, 0.258 mm, 0.352 mm and 0.470 mm deep.

The analysis of signals produced by these defects showed good separation in the amplitudes of the different crack signals and rather poor phase separation.

To test the resistivity response, a resistivity standard box from Zetec Inc. was used. It consists of five different metals of resistivities: $1.71\ \mu\Omega cm$, $5.76\ \mu\Omega cm$, $18.5\ \mu\Omega cm$, $49.2\ \mu\Omega cm$ and $180.8\ \mu\Omega cm$. A Zry-4 sample with $72.0\ \mu\Omega cm$ was also used. The frequencies which yielded the best operation points lay in the range 500 kHz to 1 MHz, for all the tested samples. The highest discrimination was observed among the higher resistivity metals.

The probes have four outstanding characteristics: the first one, elimination of end effect in the inspection of edge cracks. The second one is their good performance in the resistivity measurement at high frequencies and especially for high resistivity materials. The third one is their great sensitivity to detect crazes and other shallow imperfections. Last but not least, any number of identical planar coils can be made from a single cliché, a point which is very important for applications which require automatic inspection equipment.

The problems they showed are, on the one hand, the low coil inductances, on the other, the construction of the probes: some probe stands might introduce unwanted signals which affect the measurements.

superficies planas y ensayos de tubos y componentes cilíndricos. Los principios físicos y técnicos que sustentan ambas aplicaciones son los mismos, la diferencia está en el tipo de sondas a utilizar, las cuales a su vez están determinadas por la geometría de los componentes a inspeccionar, como se verá mas adelante. La sensibilidad de la sonda puede ser modificada mediante el diseño de la bobina; por lo tanto queda claro que se necesitan diseños propios y diferentes tanto para cada elemento a examinar como para cada material. En la figura 1.1 se muestran diferentes diseños de sondas de superficies y para análisis de tubos. Lo que queremos mostrar aquí son dos cosas: Una es que existen dos tipos de aplicaciones, superficies y tubos, y la otra es que para cada aplicación se necesita construir y optimizar la bobina y la sonda en su conjunto. La optimización se hace teniendo en cuenta la geometría del elemento a ensayar y la influencia de diferentes factores como la frecuencia de operación, el lift-off (separación entre la bobina y el material), la resistividad del material, etc.

Los tipos de sondas que se desarrollaron para este trabajo contienen bobinas rectangulares planas y se aplicaron para el análisis de superficies de materiales no ferromagnéticos. Por lo tanto se dejará de lado, lo referente a inspección de tubos y de materiales ferromagnéticos. Otro aspecto importante a mencionar aquí, que tiene que ver con la geometría de nuestras bobinas, es que la mayoría de las bobinas de aplicación habitual (y/o comercial) son arrollamientos de alambre sobre núcleos cilíndricos de alta permeabilidad (ferrites generalmente), algo muy diferente de las bobinas planas desarrolladas. Este trabajo es el puntapié inicial de un esfuerzo por lograr la construcción de sondas con bobinas planas aplicables a equipos comerciales. Es decir que no se trabajó con bobinas de las de uso corriente sino con espirales planos contruidos mediante la técnica de circuitos impresos. Estas bobinas tienen dos desventajas con respecto a los arrollamientos cilíndricos: Por un lado, no permiten la incorporación de un núcleo de ferrite el cual multiplicaría a la L_0 de la bobina por su μ_r , y por otro, el número de "vueltas" para un área fija de bobina va a depender de cuán cerca se puedan hacer los caminos que forman las bobinas. Estas dos desventajas sumadas hacen que la L resultante de las bobinas planas sea en general mucho menor que la de cualquier bobina de uso común.

El diámetro de los alambres (espesor de las pistas o caminos en este caso), el número de vueltas y las dimensiones de la bobina son todas variables que deben ser consideradas para lograr los resultados deseados durante la aplicación de la técnica. Tratar de superar las dos desventajas mencionadas, para lograr señales interpretables, fue la principal tarea de este trabajo.

Otro aspecto, que se podría tomar también como una desventaja, es que, mientras que para las bobinas cilíndricas los cálculos del campo magnético

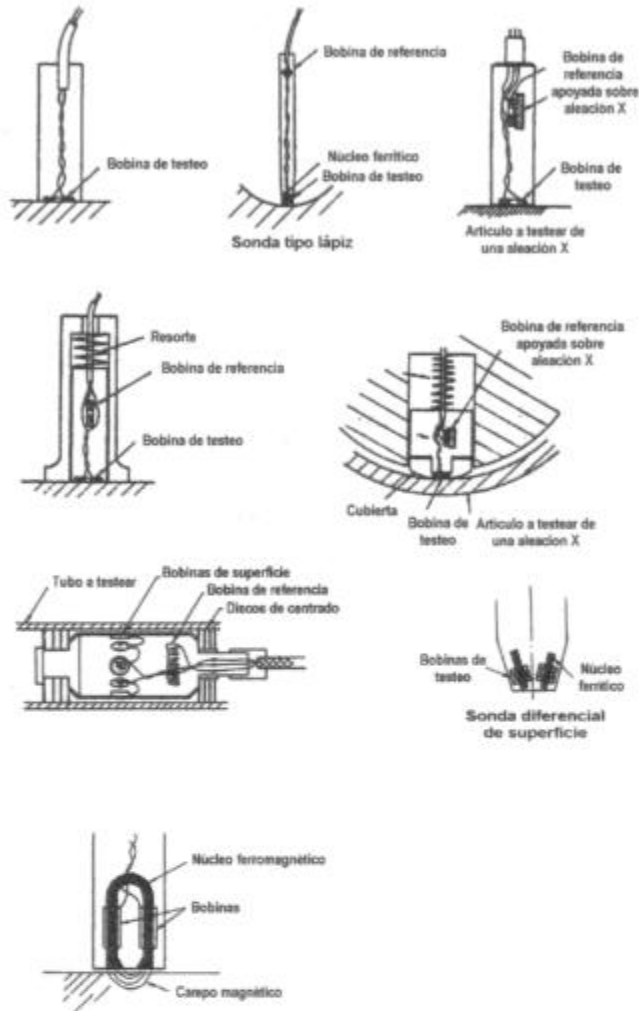


Figura 1.1: Algunos diseños de sondas para ensayos de corrientes inducidas. Se quiere mostrar la gran variedad de diseños que existen, dependiendo de la aplicación.

(y potencial vector) están resueltos y publicados para una gran cantidad de situaciones aplicables a los END, para las bobinas planas y rectangulares estos cálculos no están publicados, debido seguramente a la complejidad de los mismos. Esto fue un obstáculo debido a que no permitió el modelado de los campos en situaciones de trabajo antes de la construcción de las sondas. Los únicos cálculos que pudieron hacerse, de manera relativamente sencilla y rápida, fueron los que permitieron calcular aproximadamente la L_0 (y con esto la Z) de las bobinas. Esto fue así porque, debido al tiempo con que se cuenta para realizar un trabajo de maestría, se tuvo que optar entre hacer el modelado completo de las sondas en situación de trabajo o construir las sondas basándose en cálculos sencillos, la experiencia en el grupo y los antecedentes bibliográficos. Se optó por esto último.

Un equipo básico de corrientes inducidas consta de una fuente de corriente alterna (oscilador), una sonda conteniendo una bobina conectada a la fuente, y un voltímetro, el cual mide el cambio de voltaje a través de la bobina, como se muestra en la figura 1.2.

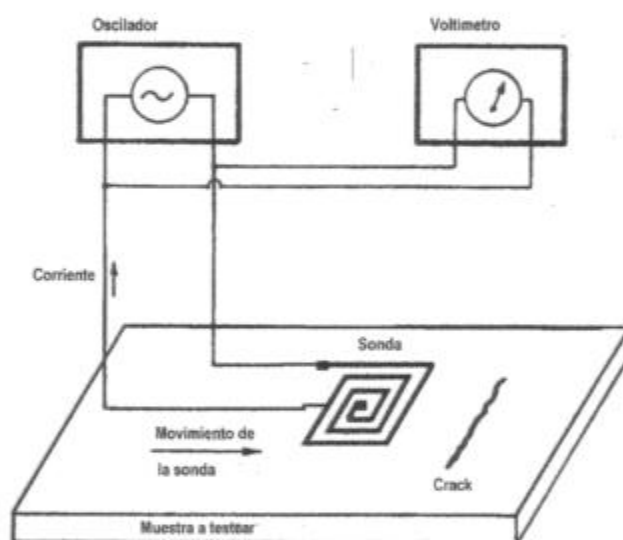


Figura 1.2: Equipo básico para corrientes inducidas.

El rango de frecuencias de trabajo que generalmente se utiliza es muy amplio desde 1 kHz hasta 2 MHz aproximadamente. Dependiendo del tipo de inspección que se lleve a cabo, dos son los tipos de sondas más comunes: una consta de una única bobina (que cumple las funciones de excitación de la muestra y recepción de la señal); la otra consta de una bobina excitadora (*emisora*) con una bobina separada que actúa como receptora. En el primer

caso el método se llama de variación de la impedancia (*impedance method*), y en el segundo se llama método emisor-receptor (*send-receive method*), en ambos casos se mide la variación del voltaje en los extremos de la bobina receptora. Los cambios en la medida del voltaje a través de la bobina resultan de cambios en las propiedades del material examinado, de la presencia de fisuras que interrumpen los caminos de las corrientes inducidas y de cambios en la posición relativa entre la bobina y el material examinado (como por ejemplo el acercamiento a un borde del material). Todos estos cambios producen variaciones en las condiciones eléctricas de la bobina que se traducen en cambios de voltaje. Estos cambios de voltaje consisten en una variación de la amplitud y de la fase relativa a la de la corriente que alimenta la bobina emisora.

1.2. Propiedades fundamentales del flujo de corrientes inducidas

En esta sección se mencionan brevemente algunas características de la propagación de una onda plana en un metal. Estas características, bien conocidas, influyen en el diseño de las bobinas puesto que dependen principalmente de la frecuencia a utilizar y de las propiedades del material a ensayar.

1.2.1. Efecto pelicular (*Skin effect*)

Las corrientes inducidas por el campo magnético variable de la bobina de inspección se concentran principalmente en la superficie del material adyacente a la bobina. La profundidad de penetración de estas corrientes decrece con la frecuencia de operación y es una función de la resistividad eléctrica y de la permeabilidad magnética de la muestra. Este fenómeno se llama efecto pelicular (*skin effect*). Resolviendo las ecuaciones de Maxwell para el caso de una densidad de corriente variable con el tiempo en forma sinusoidal (de frecuencia f) colocada frente a un semiespacio infinito conductor y considerando ondas planas, se tiene como solución para la densidad de corrientes inducidas en el conductor la siguiente expresión:

$$\frac{J_x}{J_0} = e^{-\beta x} \sin(\omega t - \beta x) \quad (1.1)$$

J_x/J_0 es la razón entre la densidad de corriente J_x a la profundidad x y la densidad de corriente en la superficie J_0 .

$$\beta = \frac{x}{\delta}, \quad \delta = (\pi f \mu \sigma)^{-1/2} = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \sigma}} \quad (1.2)$$

Donde μ es la permeabilidad magnética, σ la conductividad eléctrica del material y f la frecuencia de trabajo.

La ecuación 1.1 tiene dos partes, una que expresa el decrecimiento exponencial de la densidad de las corrientes inducidas con la profundidad de penetración y la otra que denota el defasaje de las corrientes cuando se incrementa esa misma profundidad.

Profundidad de penetración estándar

La profundidad a la cual la densidad de corriente inducida ha decrecido a $1/e$ (o 36,8 % de su valor en la superficie) se llama profundidad de penetración estándar, corresponde a $\beta = 1$ en la ecuación 1.1 y está dada por la ecuación 1.2, ver figura 1.3.

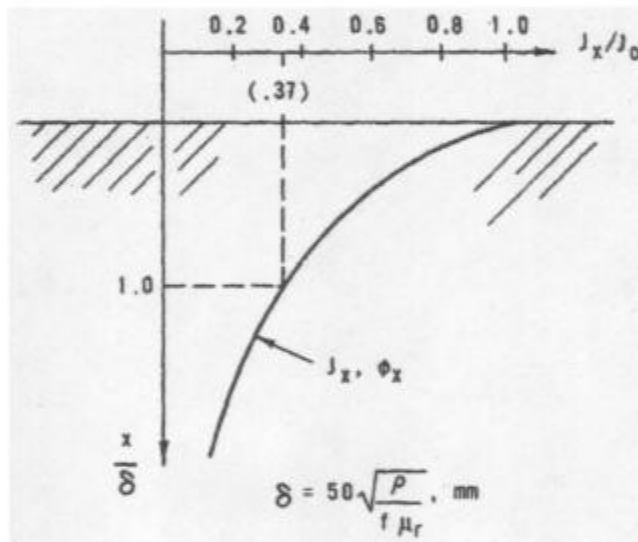


Figura 1.3: Distribución de la densidad de corrientes inducidas con la profundidad en un conductor semi-infinito.

Es más común reemplazar 1.2 por su expresión ingenieril en mm, donde el coeficiente incluye todas las constantes físicas, ρ , f y μ_r :

$$x = \delta = 50,33 \sqrt{\frac{\rho}{f \mu_r}}, \quad \text{en mm} \quad (1.3)$$

ρ es la resistividad eléctrica (en $\mu\Omega cm$), μ_r es la permeabilidad relativa de la muestra (adimensional) y f es la frecuencia (en Hz).

Se debe tener en cuenta que las ecuaciones 1.1 a 1.3 son estrictamente válidas solamente para un material muy grueso (metal semi-infinito) y frentes electromagnéticos planos. Por lo tanto el uso de δ (ecuación 1.2), es sólo como un parámetro indicativo para tener en cuenta en el ensayo del material, más que como la medida real de la penetración. No obstante esto, éste es el parámetro que se usa habitualmente en la práctica, y por lo tanto es el que se usó para tener en cuenta, en el diseño de las bobinas, la atenuación de las corrientes inducidas con la penetración.

El efecto de la penetración pelicular generalmente puede ser atenuado disminuyendo la frecuencia de inspección. Hay otro efecto, que en el caso de las bobinas estándares es importante, el cual contribuye a la atenuación de la densidad de las corrientes inducidas con la profundidad de penetración: este es un marcado decrecimiento del flujo magnético al alejarnos unos pocos diámetros de la bobina. Esto es debido al pequeño diámetro de la mayoría de las bobinas. Lo que generalmente se hace es contrarrestar este efecto incrementando el diámetro de las bobinas; pero como una consecuencia la sensibilidad a defectos pequeños disminuye. En el caso de nuestras bobinas planas rectangulares, si consideramos el lado externo mayor de las mismas y las frecuencias de trabajo, sus dimensiones son suficientemente grandes como para considerar que el efecto de atenuación del flujo magnético con la distancia desde la bobina no va a predominar sobre el skin-effect.

La sensibilidad a los defectos decrece con la profundidad de la localización del defecto. A dos profundidades estándar de penetración 2δ la densidad de las corrientes inducidas ha decaído a 13.5% de su valor en la superficie y a 3δ es sólo el 5% de la densidad en la superficie. Una muestra se considera de espesor infinito para las corrientes inducidas cuando su espesor, t , cumple que $t > 5\delta$. En el presente trabajo se probaron las sondas en patrones de Zircaloy-4 (Zry-4) de 7 mm y 5 mm de espesor, ver sección 3.1 y el límite inferior de las frecuencias utilizadas fue aproximadamente de 300 kHz que da un $\delta = 0,775$ mm con $5\delta = 3,875$ mm. Por lo que se cumple la condición $t > 5\delta$.

Aquí nos parece apropiado introducir un concepto nuevo y es que, para las bobinas planas rectangulares del tipo que se estudian en este trabajo, la sensibilidad a defectos pequeños tiene relación directa con la separación entre caminos que forman las espiras de las bobinas y con el ancho de estos mismos caminos, además de que con el diámetro o tamaño característico de las bobinas. Esta es una característica propia de estas bobinas planas y determina un parámetro importante en su diseño.

Retraso de fase estándar

La señal producida por un defecto depende tanto de la amplitud como de la fase de la corriente inducida que es obstruida. Un defecto superficial pequeño y un defecto interno grande pueden tener un efecto similar sobre la magnitud de la impedancia de la sonda de ensayo; pero, debido al creciente retraso en la fase de las corrientes inducidas con la profundidad de penetración, habrá una diferencia característica en los vectores de impedancia de ambos defectos. Este efecto de "la fase" permite evaluar la localización (localización en el sentido de diferenciar un defecto superficial de uno subsuperficial y en este último caso poder determinar diferentes profundidades) y la extensión (profundidad de un defecto superficial) de los defectos a explorar. El retraso de fase es una característica importante a cuantificar en un diseño nuevo de bobinas ya que la separación de las señales por diferencia de fase depende de cada bobina. El desfase se deriva de la ecuación 1.1, para materiales semi-infinitos. Ese desfase, expresado en radianes, entre la densidad de corriente en la superficie y la densidad de corriente a una profundidad x , está dado por la ecuación 1.2, ver figura 1.4.

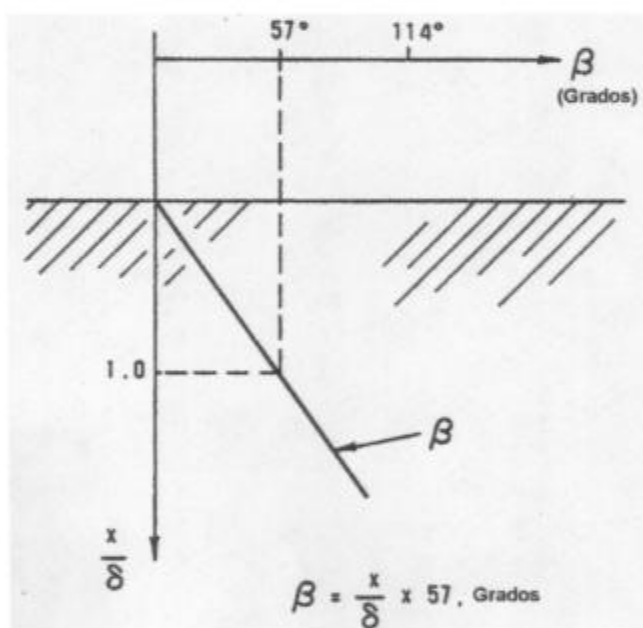


Figura 1.4: Retraso en la fase de las corrientes inducidas con la profundidad para una muestra infinita.

Para trabajar con las diferencias de fase de las señales que producen los defectos que las corrientes atraviesan cuando el sensor recorre la superficie,

se necesita establecer una dirección de referencia de fase. Esta dirección es la dirección de la señal de *lift-off*, la cual puede ser definida como la señal resultante de incrementar el espacio entre la bobina y la muestra a analizar desde la distancia mínima (lift-off fijo de la sonda) hasta el infinito (distancia a la cual la bobina ya no registra la presencia de la muestra).

1.3. Principios básicos

En esta sección se mencionarán los principios y ecuaciones básicas que gobiernan el fenómeno con el objetivo de presentar y dejar claro qué cosas representa la señal que se registra en un equipo de corrientes inducidas.

1.3.1. Impedancia de la bobina

Vamos a definir dos circuitos, el primario (o circuito emisor) y el secundario (o circuito formado por las corrientes inducidas en el material y en la misma bobina emisora) ver figura 1.5.

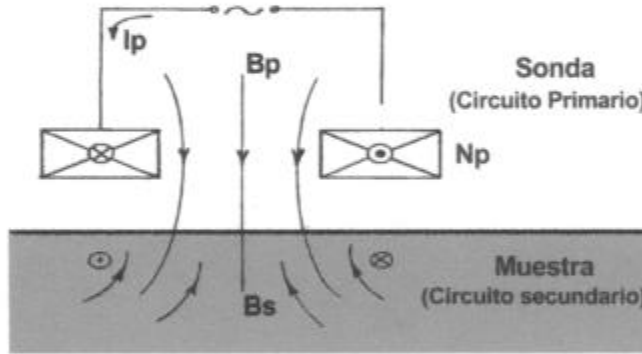


Figura 1.5: Circuitos: El primario formado por la bobina inductora y el secundario formado por las corrientes inducidas en el material.

Para el primario tenemos,

$$I_p = \frac{V_p}{Z_p} \quad (1.4)$$

$$I_p = I_0 \sin(\omega t), \quad \omega = 2\pi f. \quad (1.5)$$

Se sabe que existe un flujo magnético asociado a la corriente:

$$\phi_p \propto N_p I_p \quad (1.6)$$

Con $\phi_p = \phi_0 \sin(\omega t)$ y N_p el número de vueltas en el primario. Aquí estamos considerando a las bobinas como arrollamientos de N_p vueltas. Si bien estos no son exactamente los inductores planos con los que trabajamos, las conclusiones generales que queremos mostrar en esta sección se aplican con independencia del tipo de bobina. El voltaje secundario inducido, en el material conductor, por la presencia de ϕ_p variable es:

$$V_s = -N_p \frac{d\phi_p}{dt} = -N_p \omega \phi_0 \cos(\omega t). \quad (1.7)$$

y circulará por él una corriente inducida $I_s = V_s/Z_s$, si llamamos Z_s a la impedancia de la muestra. Esta corriente, a su vez, tiene asociado su propio flujo magnético secundario el cual se opone al flujo primario

$$\phi_s \propto -I_p \quad \text{y} \quad \phi_E = \phi_p - \phi_s \quad (1.8)$$

donde ϕ_E es el flujo de equilibrio concatenado por la bobina en la presencia de una muestra metálica. Por lo tanto se tendrá para la impedancia de la bobina en presencia de la muestra: $Z_p \propto \phi_{0-E}$ y como $V_p = Z_p I_p$, se tendrá que el flujo de las corrientes inducidas resultará en pérdidas resistivas y en decremento en el flujo magnético sobre la bobina, el cual se refleja como una disminución de la impedancia. Son las variaciones de este flujo magnético de equilibrio, producidas por modificaciones en las características eléctricas del conjunto sonda-muestra, al pasar la bobina sobre una inhogeneidad, las que determinan la naturaleza de las señales a medir. Estos cambios en las características eléctricas del conjunto sonda-muestra van a producir una variación en el vector impedancia de la sonda. Si consideramos despreciable a la reactancia capacitiva de la bobina, cosa que en las sondas de corrientes inducidas es normalmente cierta a las frecuencias de trabajo, podemos considerar a la Z_p del conjunto sonda-muestra como compuesta por una parte resistiva y otra inductiva:

$$Z_p = R_L + jX_p \quad (1.9)$$

Componente reactiva: $X_p = \omega L = |Z_p| \sin(\theta)$

Componente resistiva: $R_L = |Z_p| \cos(\theta)$

$$|Z_p| = \sqrt{R_L^2 + X_p^2} \quad (1.10)$$

$$\theta = \arctan\left(\frac{X_p}{R_L}\right). \quad (1.11)$$

En realidad lo que registra el equipo incluye también la resistencia de los cables que constituyen la sonda y de los alambres de la bobina. Por lo que

en rigor se tendría: $|Z_p| = \sqrt{(R_L + R_{Alambre} + R_{Cables})^2 + (\omega L)^2}$; pero para lo que se quiere mostrar es suficiente el análisis presentado. Lo que se está suponiendo realmente es que en la impedancia total, $Z = R_{Alambre} + R_{Cables} + Z_p$, se puede considerar $R_{Alambre} + R_{Cables} \ll Z_p$. Esto equivale a trasladar el cero del eje real de la representación de Z en $-(R_{Alambre} + R_{Cables})$.

La figura 1.6 muestra el “modelo de circuito equivalente” para un ensayo de corrientes inducidas. Este análisis simplificado muy común, nos permite

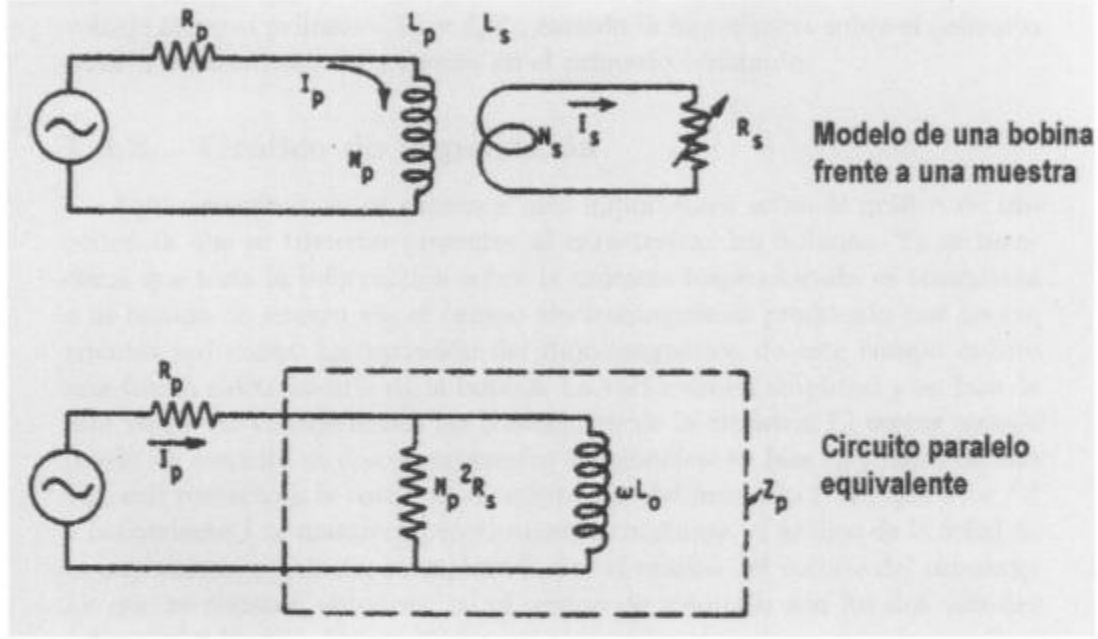


Figura 1.6: Modelo de una bobina frente a una muestra y los circuitos equivalentes que se plantean para obtener una expresión para Z . Las expresiones dadas para Z_p en esta subsección se obtuvieron analizando el circuito paralelo equivalente, en el cual:

$$R_L = \frac{N_p^2 R_s X_0^2}{(N_p^2 R_s)^2 + X_0^2} \text{ y } X_p = \frac{(N_p^2 R_s)^2 X_0}{(N_p^2 R_s)^2 + X_0^2}.$$

obtener una expresión de la impedancia de la bobina para la combinación bobina-muestra. En este análisis la bobina constituye el circuito primario y la muestra el circuito secundario con un arrollamiento de $N_s = 1$ vuelta. La expresión final a la que se llega con este análisis, ecuación 1.9, corresponde al análisis de un circuito paralelo equivalente a la situación de la sonda frente a la muestra. En este circuito la resistencia del primario es la de cables y alambres; y la resistencia en el secundario o resistencia de la muestra y la reactancia inductiva del primario ($X_0 = \omega L_0$) están contenidas en R_L y X_p a través de $R_L = \frac{N_p^2 R_s X_0^2}{(N_p^2 R_s)^2 + X_0^2}$ y $X_p = \frac{(N_p^2 R_s)^2 X_0}{(N_p^2 R_s)^2 + X_0^2}$, sección 3.5 de [18]. En este

modelo simplificado otro de los supuestos que se considera es que existe un completo acoplamiento entre la bobina y la muestra, es decir todas las líneas de flujo del campo magnético producido en el primario conectan la muestra. También se supone que no hay atenuación del campo electromagnético por penetrar en un medio conductor ni tampoco desfasaje por la misma razón, a través del espesor de la muestra. Entonces tenemos que toda la información del elemento examinado es transmitida hacia la bobina de ensayo por el campo electromagnético que la rodea, y lo que se monitorea es la caída de voltaje sobre el primario, $V_p = I_p Z_p$, cuando la impedancia sobre el primario cambia manteniendo la corriente en el primario constante.

1.3.2. Gráfico de impedancia

Aquí resumiremos los aspectos más importantes sobre el gráfico de impedancia que se tuvieron presentes al caracterizar las bobinas. Ya se mencionó que toda la información sobre la muestra inspeccionada es transmitida a la bobina de ensayo vía el campo electromagnético producido por las corrientes inducidas. La variación del flujo magnético de este campo induce una fuerza electromotriz en la bobina. La variación en amplitud y en fase de este vector de voltaje indica las condiciones de la muestra. El vector voltaje puede ser resuelto en dos componentes ortogonales: en fase V_0 y fuera de fase V_{90} , con respecto a la corriente de excitación del primario I . Ya que $V = IZ$ y la corriente I se mantiene prácticamente constante, el gráfico de la señal de la impedancia puede ser reemplazado por el gráfico del voltaje del primario. Lo que se registra, entonces, en el equipo de medición son los dos voltajes ortogonales V_x y V_y . Estas señales son proporcionales a las componentes R_L y X_p de Z_p a través de alguna constante interna del equipo de medición. Estos voltajes ortogonales pueden ser analizados por separado o juntos, compuestos en un diagrama $X - Y$ el cual contiene toda la información de la variación de amplitud y fase de la señal al pasar por alguna indicación. Ejemplos de estos gráficos se presentan en los capítulos 3 y 4.

1.4. Instrumentación

En cuanto a la instrumentación nos detendremos sólo brevemente en las características del circuito de uno de cuyos brazos forma parte la bobina de ensayo. El circuito del instrumento de trabajo varía ampliamente dependiendo de la aplicación. En todos los casos el circuito consta de algún tipo de puente de corriente alterna de uno de cuyos brazos forma parte la bobina de ensayo. Este puente debe ser balanceado antes de comenzar la inspección.

Esto se hace, para el caso de inspección de fallas, colocando el sensor sobre un objeto similar al que se quiere analizar y considerado "sin defectos": el equipo mostrará la indicación de equilibrio, por costumbre la señal de lift-off correspondiente a la indicación de equilibrio se configura para que quede horizontal en la pantalla del equipo, se tiene así el punto de balance o punto de trabajo y la dirección de acople o lift-off. En este trabajo se utilizó un arreglo comparativo como el de la figura 1.2; pero en el cual, además de la bobina de ensayo, se tiene una bobina de referencia igual a la de ensayo, formando parte de otro de los brazos del puente, ver figura 1.7. Con el puente balanceado se comienza la inspección, examinando primero patrones del tipo de fallas que se supone que se va a encontrar. Las diferencias entre el objeto a ensayar (desconocido o patrón) y la dirección de lift-off son indicadas por el grado de desbalance del puente en la pantalla del equipo.

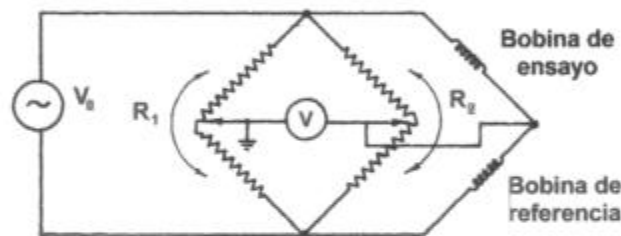


Figura 1.7: Diagrama simplificado del circuito de un equipo de corrientes inducidas.

Por lo tanto lo que se mide son las variaciones de la impedancia de la bobina de ensayo al variar las condiciones del objeto a analizar. En la mayoría de los casos de equipos comerciales el puente es un componente interno de los mismos al cual se le conectan las bobinas de ensayo y de referencia, éste es el caso del equipo utilizado en este trabajo. Se empleó el equipo MAD 8D de ECT (Eddy Current Technology Incorporated). Como va quedando expuesto se utilizó el equipo balanceando a cero el puente y se consideraron las variaciones tanto de amplitud como de fase del vector impedancia. El pasaje de la sonda por una zona del material a inspeccionar que introduzca una indicación produce un desbalance en el puente. Esta señal de puente desbalanceado es amplificada y luego convertida en una señal de corriente continua. Ya que la señal de corriente alterna tiene tanto amplitud como fase, ésta es convertida en dos componentes V_x y V_y en cuadratura, como se explicara en la subsección 1.3.2. Estos valores de voltaje de corriente continua constituyen los componentes X e Y que se registran en la pantalla de salida del equipo. Si la fase se toma relativa a la componente del voltaje resistivo

(que tiene la misma fase que la corriente de excitación), entonces la componente X es R_L (o V_x) y la componente Y es X_p (o V_y), en la ecuación 1.9 y figura 1.6. Esta es la manera en que se analizan las señales que desbalancean el puente. Existe un aspecto importante a señalar aquí: los instrumentos de corrientes inducidas no tienen una referencia para la fase. En compensación por esto poseen un control de discriminación o acomodamiento de fase. Lo que se hace con este control de fase es minimizar el efecto de señales extrañas tales como la del lift-off. En el caso del lift-off, la señal $X - Y$ es rotada hasta que la señal de lift-off sea horizontal ($-X$), como se explicara. De esta manera cualquier señal con componente vertical (Y) indica defectos, variación de espesor, etc., con poco efecto del movimiento de la sonda sobre la verdadera señal que introduce el objeto.

Capítulo 2

Diseño y construcción de las bobinas planas y sensores

2.1. Antecedentes y motivación

El uso de bobinas planas rectangulares para la inspección de ranuras de borde, ver sección 3.3, se conoce a través de una experiencia que tuvo el grupo de corrientes inducidas de nuestro departamento. En dicha experiencia se evaluaron fisuras incipientes en bordes de álabes de turbinas de un circuito de generación de energía eléctrica. Esas bobinas pertenecían a operadores alemanes contratados para esa inspección. La gran ventaja de estas sondas sobre las sondas convencionales que se utilizan comúnmente para estos fines (sondas tipo lápiz), es que elimina en gran medida el llamado efecto de acercamiento al borde de la pieza: Para detectar esas fisuras, la sonda tipo lápiz debe ser acercada mucho al borde de la pieza. Como puede intuirse, en este acercamiento es muy fácil sobrepasar el borde y generar una señal que es mucho más perturbadora que la señal de la fisura que se quiere detectar. En el caso de las bobinas planas, diseñando la bobina y el soporte adecuado para la aplicación correspondiente, este problema del acercamiento al borde puede ser eliminado, ver figura 2.7 de la sección 2.2.6. No obstante existen algunas desventajas. La primera, que es algo muy común en numerosas aplicaciones de los ensayos de corrientes inducidas, es que para cada aplicación se tendría que diseñar un sensor especial (bobina y soporte) de manera tal de eliminar indicaciones no deseadas, como por ejemplo, problemas con el lift-off. La segunda tiene que ver con lo último que se acaba de mencionar, y es que si para alguna aplicación no fuere posible construir un soporte adecuado se generarían señales contaminadas especialmente con problemas de lift-off, las cuales serían difíciles de analizar.

En [3] se documenta la construcción y optimización de un sistema especial de sondas planas para ensayos de corrientes inducidas compuesto de una bobina excitadora con forma serpenteante y una bobina secundaria (receptora) con forma de malla. En [4] se emplea este sistema para la detección de fallas sobre componentes metálicos planos y para la generación de imágenes que permiten tener una idea de la dirección en que se extienden las fallas respecto de una determinada orientación de la bobina. También los mismos autores, en [5], emplean este sistema de bobinas planas para la inspección de las pistas de circuitos impresos en busca de defectos.

Otros transductores inductivos planos fueron construidos y estudiadas sus propiedades y respuestas por numerosos autores y desde hace bastante tiempo: [6], [7] y [8]. Existen también trabajos que documentan el empleo de sistemas de bobinas planas para la determinación de propiedades eléctricas y magnéticas de materiales, [2], así como la medición de capas delgadas resistivas o magnéticas sobre componentes estructurales, [1]. En [1] se comparan una bobina coaxial (estándar) con una coplanar (2 bobinas planas circulares una sobre la otra) en sus respectivas respuestas frente a la variación de la capa de un óxido y de CRUD y frente a la variación de la permeabilidad del CRUD (Chalk River Unidentified Deposits, término coloquial usado para llamar a la corrosión y productos derivados del funcionamiento (partículas de óxido, etc) que se vuelven radiactivos cuando son expuestos a la radiación). El resultado es que las bobinas coplanares son mucho más sensibles a estas variaciones que las bobinas estándares.

Por otro lado, se cuenta en el grupo con trabajos realizados sobre medición de espesores de óxidos y mediciones de resistividades [20] a [22] y con la experiencia que da la permanente prestación de servicios de este tipo de ensayos a terceros. Por todo lo mencionado es interesante y prometedor encaminarse en la construcción de bobinas planas con vistas a enriquecer y mejorar los alcances de la técnica dentro del grupo.

2.2. Diseño

2.2.1. Consideraciones generales

Con el objetivo en mente de construir sensores que contengan bobinas planas se comenzó por averiguar cuál era la técnica con la que se podía contar para este fin. En las ref. [1] a [5] se utiliza la técnica de construcción de circuitos impresos para la fabricación de inductores planos, y ésta fue la técnica empleada para la fabricación de las bobinas analizadas en este trabajo. El resultado de esta etapa fueron las bobinas con las que se trabajó, lo

que da una idea de lo importante de la misma. Aquí confluyeron la necesidad de tener una bobina que, con el conjunto armado de la sonda, tuviera una impedancia compatible con la impedancia de entrada del equipo a utilizar (la cual está entre 5 ohm y 200 ohm); y las limitaciones de diseño que introdujeron, por un lado, la técnica de fabricación y por otro las dimensiones que se quería para las bobinas. En cuanto a las dimensiones, se buscó desde un primer momento poder llegar a sensar zonas chicas para lograr detectar inhomogeneidades que estén lo más localizadas posible: se pensó en un área de bobina no mayor a $2,25 \text{ cm}^2$ ($1,5 \text{ cm} \times 1,5 \text{ cm}$).

La mayor limitación que introduce la técnica de fabricación tiene que ver con el ancho de los caminos y la separación entre los mismos que se puede lograr; los caminos forman las espiras de las bobinas.

Ambas limitaciones hacen que, como resultado, se tenga una bobina de inductancia bastante menor que la de las bobinas estándares y por lo tanto una baja impedancia de sonda. Como punto de partida para encarar el diseño se fijó el tamaño máximo que se quería para las bobinas (los $2,25 \text{ cm}^2$ mencionados mas arriba) y una vez conocidos los valores mínimos de ancho de los caminos y separación entre los mismos que el fabricante de los circuitos impresos podía garantizar, se probaron varios diseños de bobinas y se calcularon de manera aproximada los valores de L , R y C resultantes para tener una idea de la impedancia de bobina, Z , que presentarían en el rango de frecuencias que se determinó como conveniente para las pruebas a realizar (de 400 kHz hasta 2 MHz).

Se consultó con varias empresas y laboratorios que se dedican a la construcción de circuitos impresos buscando el que asegurara la menor separación entre caminos (o líneas de la bobina) y el menor ancho de esos caminos. Después de mucho buscar se encontró un proveedor que aseguraba una separación entre pistas de 8 milésimas de pulgada (0.2032 mm) y el mismo valor para el ancho de las mismas, a esta empresa se la encargó el trabajo. Si bien muchas empresas aseguran una separación entre caminos de 4 milésimas de pulgada, ésta es sólo para longitudes de hasta 2 o 3 mm, no para longitudes largas como las que están involucradas en las bobinas que queríamos mandar a construir.

Se eligió hacer bobinas rectangulares, ver figura 2.1, por dos razones. Una es que, según los constructores de las bobinas, en el proceso de fabricación es complicado mantener constante el paso (separación entre caminos) de un impreso con forma de espiral circular y como se trabajaría con la técnica al límite (en cuanto a la separación y anchos de caminos) temían que resultaran mayor cantidad de impresos fallados que buenos. La otra razón tiene que ver con que se quería lograr detectar fisuras de borde: Para esto la técnica es balancear el equipo de medición con mitad de la bobina sobre la muestra y

mitad fuera de ella, ver figura 2.7 al final del capítulo, y esto es más fácil y conveniente hacerlo con una bobina rectangular, debido a la geometría de las

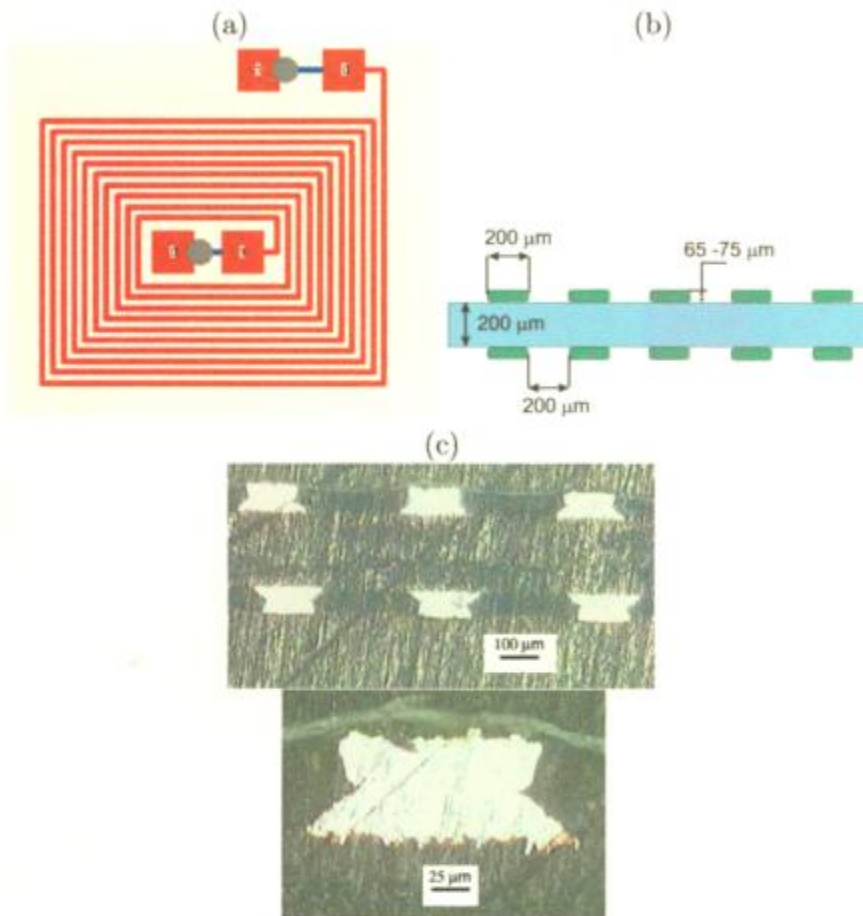


Figura 2.1: (a) Una bobina plana, el rojo indica el lado soldadura y el azul el lado de operación. (b) Vista en corte de una bobina plana, se indican las dimensiones características. (c) Corte de las bobinas fabricadas, se puede ver la forma resultante de los caminos y el espesor de la mascara antisoldante que protege y aísla a los caminos de cobre. Las fotos fueron tomadas en un microscopio óptico con ocular de 10X, la foto de arriba con un aumento de 5X y la de abajo con un aumento de 20X.

muestras a analizar. Desde el punto de vista del modelado tanto de las bobinas como de las sondas sobre el material a ensayar, hubiera sido más conveniente mandar a construir bobinas planas circulares espiraladas. Esto es porque para este último tipo de bobinas, debido a que se aproximan por anillos planos concéntricos (simetría cilíndrica), es mucho más sencillo hacer los cálculos, si no se encuentran ya publicados. Como además el insumo más caro, en la construcción de las bobinas, era la máscara para el circuito impreso, se decidió incluir ocho diseños diferentes, aunque en esta primera etapa del trabajo no se alcanzara a estudiarlas todas, figura 2.2.

2.2.2. Detalles constructivos

Las bobinas son caminos espiralados rectangulares de cobre sobre un compuesto de fibra de vidrio y polímero. Se probaron dos diseños: Uno con una bobina sobre cada cara del material compuesto, una exactamente superpuesta sobre la otra y ambas con los contactos para la soldadura de los cables sobre la misma cara, y el otro constituido por dos espirales paralelos sobre la misma cara del material compuesto, ver figuras 2.1 y 2.2. En todos los casos las bobinas están recubiertas por una delgada capa de polímero, llamada máscara antisoldante, que protege y aísla eléctricamente a los caminos de cobre.

La cantidad de vueltas en cada modelo se determinó al hacer el cálculo aproximado de su inductancia L para tener una idea de su Z , como se explica en el apéndice B. La bobina 1 está constituida por dos bobinas en planos paralelos (una en cada cara), cada una de 10 vueltas, mientras que la bobina 2 está formada por 2 bobinas de 7 vueltas cada una, que corren paralelas una dentro de la otra sobre una misma cara, figura 2.2. Las dos bobinas que forman ambos arreglos están conectadas en serie para sumar sus efectos.

Vamos a aclarar algo para que se entienda mejor cómo son las bobinas: los circuitos impresos que forman nuestras bobinas tienen dos caras, una es la cara donde se sueldan los cables (lado soldadura) y la otra es la cara que se apoya sobre la muestra (lado de operación), llamamos lados a las respectivas caras porque así lo hacen en la jerga los fabricantes de circuitos. Los espirales rectangulares que forman la bobina 1 están uno sobre cada cara, mientras que los que forman la bobina 2 están ambos sobre la cara de operación. Ambas caras de los inductores están sobre un aislante de delgado espesor (compuesto de fibra de vidrio de aproximadamente $200\text{ }\mu\text{m}$), como se muestra en la figura 2.1.

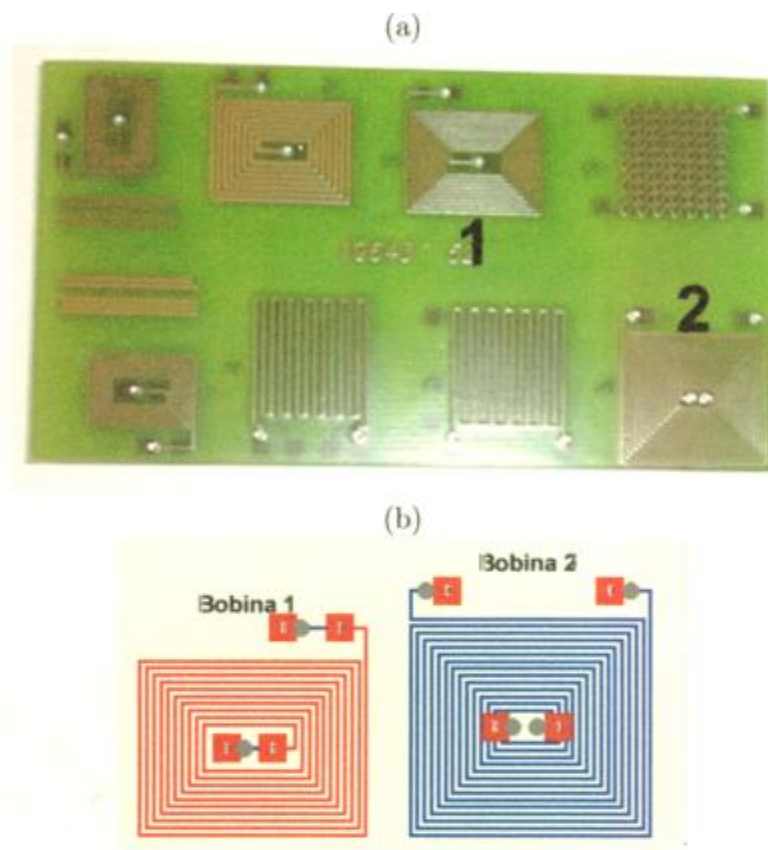


Figura 2.2: (a) Foto de una de las placa tipo circuito impreso que contiene las bobinas que se mandaron a construir, sólo las marcadas con 1 y con 2 son las usadas en este trabajo. (b) Bobinas usadas, en rojo el lado soldadura y en azul el lado de operación.

2.2.3. Cálculos de impedancias - Caracterización de los inductores planos en aire

En el cuadro 2.1 se muestran los valores de L , R y C que resultaron para las bobinas mencionadas: 1 y 2. Los valores indicados con el subíndice *Calc* son los calculados durante el diseño de las bobinas que llevó a determinar cuáles de éstas se mandarían a construir.

La resistencia se calculó a partir de $R = \frac{\rho l}{s}$, donde ρ es la resistividad del cobre electrolítico, que es el usado para la construcción de circuitos impresos.

La capacidad de las bobinas fue estimada tratando cada par de secciones de caminos enfrentados (enfrentados ya sea en la misma cara como en caras opuestas) como alambres de longitud finita separadas por un dieléctrico. Para

	Bobina 1	Bobina 2
N° vueltas	2×10	2×7
L_{0-Calc} (μHy)	3.1 ± 0.5	1.8 ± 0.3
L_{0-Med} (μHy)	3.38 ± 0.03	1.58 ± 0.02
R_{Calc} (Ohm)	1.4 ± 0.1	1.2 ± 0.1
R_{Med} (Ohm)	1.25 ± 0.05	0.91 ± 0.05
C_{Calc} (pF)	31 ± 1	24 ± 1
C_{Med} (pF)	25 ± 1	17 ± 1

Cuadro 2.1: Valores de L , R y C calculados para determinar el diseño de las bobinas y los valores de esas mismas cantidades medidos para las bobinas construidas. Los valores de L_{0-Calc} son las inductancias que en el apéndice B se denotan como L_{0-Rect} .

la bobina 1 se consideró la capacidad entre pares de caminos enfrentados en caras opuestas del circuito, separados por la capa de fibra de vidrio de $200 \mu\text{m}$ de espesor y entre pares de caminos sobre la misma cara, separados por la resina epoxi que constituye la máscara antisoldante. Este último caso se aplica también a la bobina 2. La constante dieléctrica relativa de la fibra de vidrio se tomó igual a 4, (según tablas ésta puede variar entre 3 y 5) y la de la resina epoxi igual a 3.6.

El cálculo de L requiere una explicación más extensa. Por la geometría rectangular de las bobinas cualquier cálculo que implique trabajar con los campos producidos por las mismas se torna laborioso. Cualquiera sea el camino de resolución que se emprenda se termina en la resolución numérica de ecuaciones, refs. [11], [12] y [13]. Encarar una resolución de este tipo en un trabajo de un año sería prácticamente el trabajo mismo. Como se pensó desde un primer momento, para esta tesis de maestría, priorizar la construcción de las sondas se recurrió a un cálculo aproximado para L . En este cálculo se empleó un desarrollo teórico aplicado al modelado de bobinas planas circulares y espiraladas refs. [9] y [10], que se resume en el apéndice A, junto con la aproximación pensada para poder aplicar este desarrollo a bobinas planas rectangulares y espiraladas, apéndice B.

Los otros valores del cuadro 2.1, denotados con el subíndice *Med*, son los medidos en las bobinas ya fabricadas. Tanto para la medición de las resistencias como para la medición de las capacidades parásitas se utilizó un puente universal HP4260A.

La medición de las inductancias fué un poco más elaborada. Para este fin se utilizó el circuito de la figura 2.3. Con el que se buscó la frecuencia

de resonancia (f) excitándolo con una onda sinusoidal entre los puntos a y c . Como fuente de ondas se utilizó un generador HP33120A. La resonancia se encontró buscando el máximo en la caída de tensión entre los puntos b y c , a medida que se variaba la frecuencia de excitación. La finalidad de la resistencia R que aparece en el circuito es limitar la corriente. La capacidad del circuito no era sólo la capacidad parásita de la bobina, sino que se agregó una capacidad en paralelo mucho mayor que la capacidad parásita: $C_{Agregada} = (1,24 \pm 0,01) \times 10^{-9}$ F, mientras que las capacidades parásitas son $(25 \pm 1) \times 10^{-12}$ F para la bobina 1 y $(17 \pm 1) \times 10^{-12}$ F para la bobina 2, como se indica en la fila C_{Med} del cuadro 2.1. El capacitor utilizado fue de tipo cerminco de caras paralelas. Este incremento de la capacidad del circuito se hizo con el fin de bajar su frecuencia propia de resonancia y además disminuir el error en la determinación de L a partir de esa frecuencia, debido a que para la determinación de las capacidades parásitas el puente empleado se utilizó al límite de su escala. Teniendo la frecuencia de resonancia del circuito y tomando la capacidad $C = C_{Agregada} + C_{Med}$, se puede hallar el valor de la inductancia L , según la fórmula:

$$\omega_{Resonancia} = 2\pi f = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \quad (2.1)$$

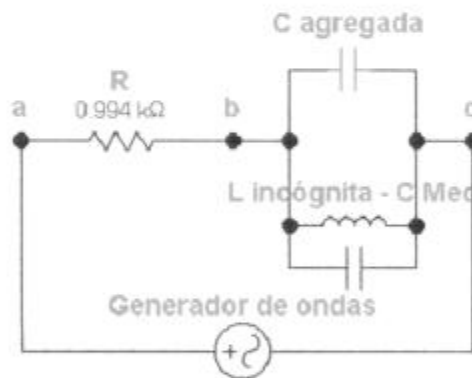


Figura 2.3: Circuito resonante utilizado para la medición de L .

En los cuadros 2.2 y 2.3 se presentan las impedancias calculadas, de las bobinas mencionadas, para algunos valores de las frecuencias utilizadas en el trabajo. A fin de contrastar los cálculos con resultados experimentales se eligieron tres frecuencias, que son las que figuran en los cuadros mencionado: la mínima que brinda el medidor de impedancias con que se cuenta en el

	Bobina 1	
Frecuencia (kHz)	$ Z_{Calc} $ (Ohm)	$\theta_{Z_{Calc}}$ (°)
400	7.8 ± 1.2	79.68 ± 0.03
1200	23.2 ± 3.7	86.51 ± 0.02
2000	39.1 ± 6.2	87.89 ± 0.01
Frecuencia (kHz)	$ Z_{Med} $ (Ohm)	$\theta_{Z_{Med}}$ (°)
400	8.59 ± 0.08	79.33 ± 0.02
1200	25.6 ± 0.2	86.39 ± 0.04
2000	43.1 ± 0.3	87.81 ± 0.01
Frecuencia (kHz)	$ Z_{MedHP} $ (Ohm)	$\theta_{Z_{MedHP}}$ (°)
400	9.78 ± 0.01	77.6 ± 0.1
1200	28.4 ± 0.1	85.0 ± 0.1
2000	47.4 ± 0.1	86.3 ± 0.1

Cuadro 2.2: Valores de Z para la bobina 1, para diferentes frecuencias. Con Z_{Calc} se indican los valores calculados en el diseño; con Z_{Med} los valores calculados a partir de las medidas de L , R y C hechas sobre las bobinas construidas y con Z_{MedHP} se indican los valores de Z efectivamente medidos en las bobinas fabricadas con el medidor de impedancia HP4193A.

	Bobina 2	
Frecuencia (kHz)	$ Z_{Calc} $ (Ohm)	$\theta_{Z_{Calc}}$ (°)
400	4.6 ± 0.7	74.82 ± 0.05
1200	13.4 ± 0.3	84.82 ± 0.02
2000	22.3 ± 0.3	86.87 ± 0.01
Frecuencia (kHz)	$ Z_{Med} $ (Ohm)	$\theta_{Z_{Med}}$ (°)
400	4.07 ± 0.06	71.87 ± 0.03
1200	12.0 ± 0.2	83.76 ± 0.01
2000	20.0 ± 0.3	86.24 ± 0.01
Frecuencia (kHz)	$ Z_{MedHP} $ (Ohm)	$\theta_{Z_{MedHP}}$ (°)
400	4.69 ± 0.01	70.3 ± 0.1
1200	13.29 ± 0.01	82.3 ± 0.1
2000	21.7 ± 0.1	84.8 ± 0.1

Cuadro 2.3: Valores de Z para la bobina 2, para diferentes frecuencias. Referencias idem cuadro 2.2

departamento (400 kHz), la máxima aceptable para las determinaciones a realizar (2 MHz) y una frecuencia intermedia (1.2 MHz).

Para determinar los valores de Z para el diseño se calcularon por separado L , R y C en forma aproximada para bobinas planas rectangulares (ver apéndice B para el cálculo de L), éstos son los valores presentados con el subíndice *Calc* en el cuadro 2.1. Lo que se buscó fue definir el diseño definitivo de las bobinas. Es decir lograr bobinas cuya impedancia en el aire sea compatible con la impedancia de entrada de un equipo comercial de corrientes inducidas y que tengan la menor área posible. Por lo tanto, con los parámetros de construcción fijados por el fabricante se fue variando la cantidad de vueltas y la configuración de las mismas hasta que se decidió por las bobinas de la figura 2.2. Se construyeron otras bobinas también, ver figura 2.2; pero su caracterización y posible utilización se dejó para un trabajo posterior.

En los cuadros mencionados aparecen con el subíndice *Med* los valores de Z calculados a partir de los valores de R , L y C medidos sobre los inductores construidos, es decir las cantidades denotadas con el subíndice *Med* en el cuadro 2.1. Los valores con el subíndice *Calc* corresponden a cálculos análogos de Z ; pero con los valores calculados de esas cantidades, subíndices *Calc* en el cuadro 2.1. Para estos cálculos se consideró a cada bobina formando parte del circuito de la figura 2.4. En éste, L es la inductancia propia de la bobina, C es la capacidad propia o parásita del inductor y R es la resistencia de los alambres que forman la bobina y del resto del circuito. Así tenemos la siguiente expresión para la Z :

$$Z = \frac{R}{(1 - \omega^2 LC)^2 + (\omega CR)^2} + \frac{j\omega(L - CR^2 - \omega^2 L^2 C)}{(1 - \omega^2 LC)^2 + (\omega CR)^2} \quad (2.2)$$

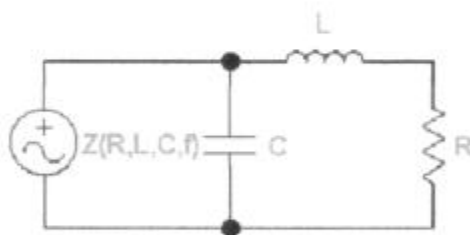


Figura 2.4: Cada bobina puede ser considerada como el circuito de esta figura, donde C es la capacidad parásita y R es la resistencia de los caminos que forman la bobina más la resistencia de los cables de conexión del circuito.

Por último en los cuadros 2.2 y 2.3 aparecen otras medidas de Z identificadas con Z_{MedHP} . Estos son los valores efectivamente medidos sobre las

bobinas construidas con el medidor de impedancia HP4193A, el cual tiene un rango de frecuencias entre 0.4 MHz y 110 MHz.

Teniendo en cuenta lo sencilla y rudimentaria que fue la simplificación hecha para determinar los valores de L para el diseño de las bobinas, podemos decir que los valores de Z predichos concuerdan satisfactoriamente con los medidos en las bobinas construidas. Otra cosa que podemos observar de los cuadros de impedancias, a través del análisis de los valores de θ , es que para bajas frecuencias las bobinas tienen una componente resistiva importante.

2.2.4. Incremento de la impedancia de las bobinas: Inductores planos sobre un sustrato magnético

Los valores obtenidos para las impedancias de las bobinas en el aire, mostrados en los cuadros 2.2 y 2.3, indican que se está muy cerca del límite inferior de la impedancia de entrada de los equipos comerciales (aprox. 5 ohm), especialmente para la bobina 2. Cuando se trabaja con bobinas estándares la impedancia se incrementa bobinando las mismas sobre un núcleo ferromagnético. Si esto no es posible, siempre se puede tener un gran número de vueltas en el bobinado, puesto que se utiliza alambre de cobre. En el caso de nuestras bobinas ya vimos cómo las dimensiones fijaron la cantidad de vueltas. Además, como es evidente, no se puede colocar ningún núcleo ferromagnético. No obstante se puede incrementar la inductancia en aire, L_0 , de la bobina en un factor $1 < \alpha < 2$ colocando sobre una de las caras de la bobina plana una placa de un sustrato magnético de permeabilidad alta como los ferrites, refs. [14], [15] y [16], figura 2.5. α es un coeficiente que indica cuántas veces mayor es la inductancia de la bobina en presencia del sustrato magnético con respecto a L_0 y es precisamente el cociente: $\alpha = \frac{L_{Con\ ferrite}}{L_0}$. En [14], usando el método de las corrientes imágenes, se deriva una fórmula simple que describe el incremento en la inductancia de un inductor plano producido por una placa de un sustrato magnético de permeabilidad μ colocado sobre una de las caras del inductor, ver apéndice C. Entonces, el arreglo que se tiene para las bobinas es el de la figura 2.5.

El desarrollo de [14] fue tomado sólo como una referencia de que un arreglo similar, en nuestro caso, también podría aumentar el L_0 y por lo tanto la Z de la bobina. Se sabía que debía tomarse así porque hay ciertas aproximaciones que no se cumplen para nuestro arreglo: que la distancia desde el inductor plano hasta el sustrato magnético debía ser menor que cualquier dimensión típica del inductor y que el espesor del inductor mismo. Como puede verse en la figura 2.1, esto no se cumple para nuestras bobinas: El espesor de la fibra de vidrio, que determina la separación entre el sustrato y las bobinas

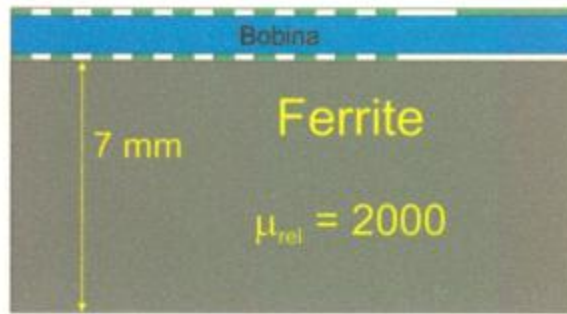


Figura 2.5: Corte del arreglo de la bobina sobre el ferrite para aumentar el L_0 .

	Bobina 1	Bobina 2
$\alpha = \frac{L_{Con\ ferrite}}{L_0}$	1,89	1,77
$\alpha = \frac{Z_{Con\ ferrite}}{Z_0}$	1,85	1,78

Cuadro 2.4: Valores del coeficiente de incremento en L_0 , α , por la presencia del sustrato magnético.

que quedan del lado de operación, es comparable con el ancho y el alto de los caminos. Lo que se hizo fue, una vez que se tenían las bobinas, disponer el arreglo de la figura 2.5 y calcular en forma empírica los valores de α_{exp} tanto para el cociente de las inductancias como de las impedancias; los cuales resultaron ser los del cuadro 2.4.

2.2.5. Armado de las sondas

En la figura 2.6 se muestra la sonda que se construyó para la inspección de ranuras planas frontales y para la evaluación de propiedades en componentes planos. Como se ve, tiene todos los elementos comunes a una sonda de este tipo. El resorte es para disminuir los problemas de lift-off que ocasiona el apoyo de la sonda sobre la muestra, éste presiona a los soportes de las bobinas contra la muestra siempre con la misma fuerza de manera de lograr mediciones aceptablemente comparables. Los cables de conexión están protegidos de la mano del operador por una cubierta de acrílico para evitar que su calentamiento ocasione señales no deseadas.

Dadas las características de este trabajo, se probaron tanto las bobinas con sustrato magnético como sin él, para las mediciones que se llevaron a cabo. Se debe mencionar aquí que, a pesar de lo expuesto sobre las ventajas de incluir en la sonda un sustrato magnético, la inclusión del ferrite en ellas

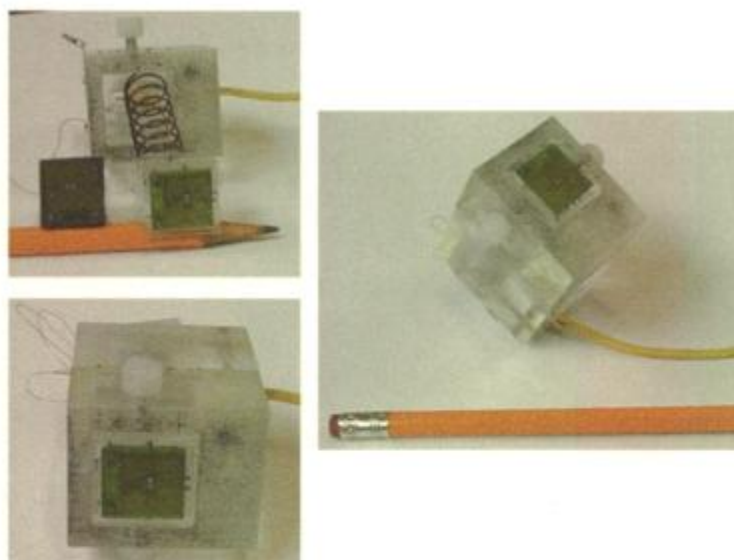


Figura 2.6: Fotos de diferentes vistas de la sonda para análisis de ranuras frontales (sección 3.2) y para medición de propiedades de materiales en componentes planos (capítulo 4).

ocasionó bastantes problemas en la construcción y armado de las mismas. Como substratos magnéticos se utilizaron unos bloquecitos de $20 \text{ mm} \times 20 \text{ mm} \times 7 \text{ mm}$ cortados de núcleos tipo E comprados en ARTIC S.A., de $\mu_r = 2000$ para una permeabilidad inicial de $B < 10$ Gauss y una rango de frecuencias recomendado de $f < 3 \text{ MHz}$ según el fabricante. Las dimensiones de los bloquecitos estaban determinadas por el soporte de las bobinas en la sonda, ver figura 2.6. Como mandar a construir los bloquecitos de ferrite a medida demandaba mucho tiempo y dinero se optó por cortar los bloquecitos de estos núcleos en el laboratorio. La construcción de esos bloquecitos del substrato ferromagnético constituyó la principal complicación en la construcción de la sonda debido a que el ferrite es muy difícil de cortar y maquinar. Además, cualquier bloque sólo un poco desproporcionado, en relación al soporte de las bobinas, ocasiona movimientos no deseados al utilizar la sonda que se traducen en indicaciones espurias o problemas de lift-off.

2.2.6. Sondas para la inspección de ranuras laterales

Para la construcción de las sondas para la inspección de ranuras laterales se utilizaron las mismas bobinas presentadas en 2.2.1. Aquí, la diferencia está en cómo se tienen que apoyar las bobinas para realizar la inspección.

Se deseaba construir una sonda para detectar ranuras incipientes en el borde de algún componente, reduciendo al mínimo los efectos de acercamiento al borde. Para estos casos, la inspección debe hacerse apoyando la bobina no sobre el frente de la ranura, sino sobre su costado, ver figura 2.7.

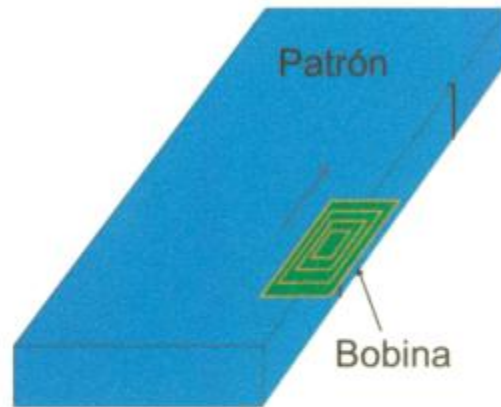


Figura 2.7: En la técnica empleada para la detección de ranuras laterales, se apoya la sonda sobre el costado de la ranura dejando media bobina apoyada sobre el material y media bobina en el aire. Así se balancea y se realiza la inspección.

Para este fin se construyeron sondas como las que se muestran en las figuras 2.8 (a) y (b). Esas están formadas por un bloquecito de acrílico (soporte plano) sobre el que se adhieren las bobinas. Formando 90° con el soporte plano y "dividiendo" las bobinas por la mitad a lo largo del mismo soporte, se encuentra otro bloquecito de acrílico. Este último bloquecito tiene la función de hacer de tope en el apoyo de la sonda sobre la muestra y de permitir que las bobinas queden mitad apoyadas sobre la muestra y mitad fuera de ella, como se dijo que requiere la técnica usada en este caso. Estas sondas son simples y fáciles de fabricar; pero tienen un problema: no es posible colocar ningún mecanismo (resorte o algo similar) que asegure una presión uniforme de la sonda sobre la muestra para todas las pasadas y, por lo tanto, lograr una presión uniforme dependerá del entrenamiento del operador. Si bien en los ensayos no destructivos el entrenamiento del operador es algo importante y habitual, este problema puede ser mejorado y de hecho ya se está pensando un nuevo diseño de soporte para desarrollar en una etapa posterior del trabajo. Esto es un ejemplo de que muchas veces, en este tipo de ensayos, la construcción de las sondas depende de la aplicación particular.

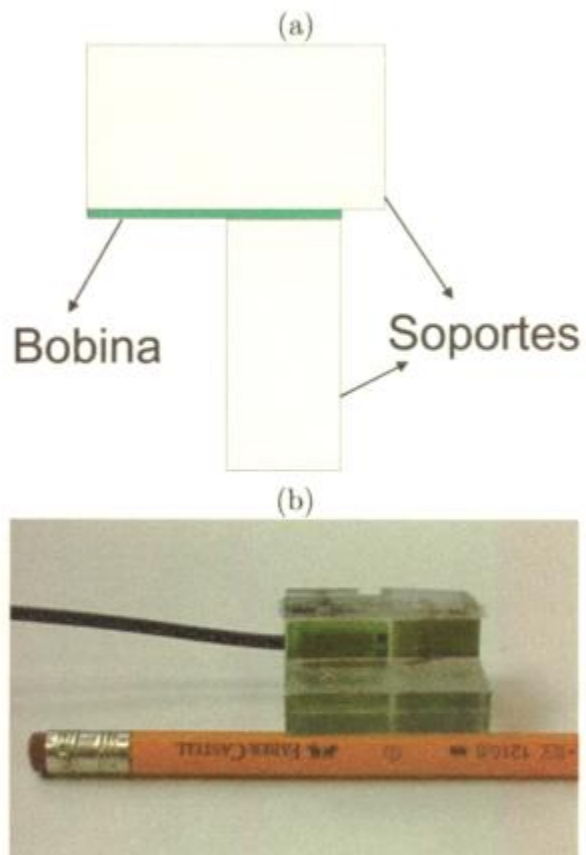


Figura 2.8: (a) Las sondas para inspección de ranuras laterales constan de un soporte en L sobre el que está pegada la bobina, el cual es para permitir que durante la inspección media bobina se apoye sobre el material y media quede en el aire. (b) Foto de la sonda para inspección de fallas laterales.

Capítulo 3

Análisis de las respuestas de los sensores en la detección de defectos

3.1. Preliminares

Durante una inspección por corrientes inducidas se debe tener siempre presente cuales son las limitaciones del método y así aprovechar al máximo el potencial del mismo. Es por esto que se debe evaluar cada caso en particular para lograr una técnica correcta y efectiva. En esta evaluación se elige el tipo de sensor (bobina más soporte) que se va a emplear, los parámetros operacionales tales como la frecuencia; se determina también qué modo se operará (modo estándar de una sola frecuencia, el modo multifrecuencia o el de pulsos) y el método de operación a utilizar: método de la impedancia (impedance method) o método emisor receptor (send-receive method).

En este trabajo las bobinas utilizadas son las presentadas en el capítulo 2. Tal como se vio en el mismo capítulo los valores de las impedancias de esas bobinas son bajos, comparados con los de las impedancias de las bobinas de uso habitual. Esos valores bajos de la impedancia se deben fundamentalmente a la imposibilidad de aumentar la inductancia de las bobinas planas y traen como consecuencia directa que las frecuencias de operación deban ser más elevadas que las de las bobinas estándares. Por ejemplo, para el caso de inspección de ranuras, como ya se mencionó, se tenía referencia de que las frecuencias de operación podían llegar hasta los 2 MHz.

Existen varios parámetros que afectan la sensibilidad para la detección de los defectos y que deben ser tenidos en cuenta al comenzar una inspección. El más importante es el efecto pelicular de las corrientes inducidas, presen-

tado en la subsección 1.2.1. Como es conocido las propiedades del material y la frecuencia de inspección determinan la profundidad de penetración de las corrientes inducidas. La densidad de las corrientes inducidas cae exponencialmente con el aumento de la profundidad en el material, ec. 1.1. El parámetro comúnmente usado para cuantificar este decaimiento es la profundidad de penetración estándar δ , ec. 1.3. Un simple análisis de la ec. 1.3 muestra que, al ser altas las frecuencias de operación, los materiales más adecuados para inspeccionar con este tipo de bobinas serán los de alta resistividad, ya que en materiales de baja ρ como el Al, en esas condiciones las corrientes se amortiguarían muy cerca de la superficie. Se presentó, entonces, la necesidad de construir patrones de ranuras en un metal de alta resistividad para probar la respuesta a este tipo de defectos de las bobinas construidas.

Los patrones son planchas de metal con finas ranuras de profundidades conocidas trabajadas sobre el material. La abertura de las ranuras de los patrones debe ser lo más delgada posible debido a que la amplitud de la señal indicadora del defecto (de la ranura en este caso) es proporcional a la cantidad de material faltante y lo que se quiere, en general, es lograr diferenciar entre ranuras de diferentes profundidades. En los patrones comerciales esta abertura está entre 0.1 mm y 0.2 mm; para lograr estos valores el método que se utiliza es la electroerosión con hilo de 0.1 mm de diámetro. La electroerosión es un método electromecánico en el que se produce una diferencia de potencial entre un alambre y la pieza a trabajar; esto genera descargas permanentes que funden el material, el cual es arrastrado por el alambre. La fabricación de los patrones fue encargada a la empresa Molaike, la única hallada en el ámbito local con experiencia en el trabajado con hilo de diámetro tan fino.

Los materiales de alta ρ que se podían utilizar eran los aceros inoxidables tipo AISI 316, 310 y 304 y el Zry-4. Se descartaron los primeros ante la posibilidad de que durante el proceso de electroerosión en la zona de la ranura tuviera lugar una reacción ferromagnética, para "borrar" la cual se requerirían tratamientos térmicos. Debido a que con el Zry no se requiere hacer ningún tratamiento térmico a los patrones luego de ser electroerosionados y a que por gentileza del Ing. Daniel Bianchi (CAE-CNEA) se consiguió Zry-4 en cantidad suficiente para hacer los patrones, se empleó este material.

Hay también ciertas cuestiones que deberían ser respondidas antes de comenzar una inspección: ¿Para qué tipo de defectos va a ser hecha la inspección? Si los defectos son fisuras: ¿Cuál es el defecto más pequeño que tiene que ser detectado? ¿Serán fisuras tipo laminares o normales a la superficie de ensayo? ¿Existirán fisuras de borde?.

En general una inspección requerirá la utilización de varias frecuencias y/o diferentes sondas para poder identificar de manera precisa los defectos.

Con relación a estas consideraciones se construyeron dos tipos de patrones, según el tipo de defectos para los cuales se quería probar las sondas: defectos o ranuras frontales y defectos o ranuras de borde. La definición de la clase de fisuras que representa cada defecto y la descripción de los patrones contruidos para cada caso están en las siguientes subsecciones: 3.1.1 y 3.1.2.

Independientemente de los tipos de fisuras a analizar se eligió operar con el método de la impedancia y empleando una frecuencia por vez. La elección de estas condiciones de trabajo se fundamenta principalmente en que permiten una más fácil caracterización de bobinas prototipo, especialmente en lo que tiene que ver con trabajar con una frecuencia a la vez.

3.1.1. Patrones para la inspección de ranuras frontales

Por ranuras frontales entendemos a las que se extienden sobre la superficie de apoyo de la bobina. Para esta primera etapa del trabajo y debido al elevado costo, se pensó en mandar a fabricar patrones para cuatro ranuras de profundidades diferentes: 0.15 mm, 0.25 mm, 0.35 mm y 0.45 mm. Para la fabricación de los patrones, para este tipo de ranuras, se disponía de planchas de Zry-4 de 50 mm de ancho por 7 mm de espesor cortados de tochos de 100 mm de diámetro, teniendo el patrón la forma que se puede observar en la foto de la figura 3.1. Por el tamaño de nuestras bobinas en cada patrón se pudo hacer sólo dos ranuras: en uno se encargaron las ranuras de 0.15 mm y 0.35 mm y en el otro las de 0.25 mm y 0.45 mm. El ancho de las fisuras, tanto para estos patrones como para los patrones de ranuras de borde resultó estar entre 0.13 mm y 0.14 mm, según el fabricante.

La elección de las profundidades mencionadas tiene que ver directamente con las elevadas frecuencias de inspección que se preveía que se iban a usar, las cuales determinan una baja penetración de los campos en el material. Por ejemplo para las tres frecuencias consideradas para caracterizar las bobinas durante el diseño de las mismas, cuadros 2.2 y 2.3, se tienen los valores para la profundidad de penetración estandar, δ , que figuran en el cuadro 3.1.

Otros cálculos relacionados con la profundidad de penetración aparecen

Frecuencia (kHz)	δ (mm)
400	0.68
1200	0.40
2000	0.30

Cuadro 3.1: Valores de δ para las frecuencias utilizadas para los cálculos de diseño.

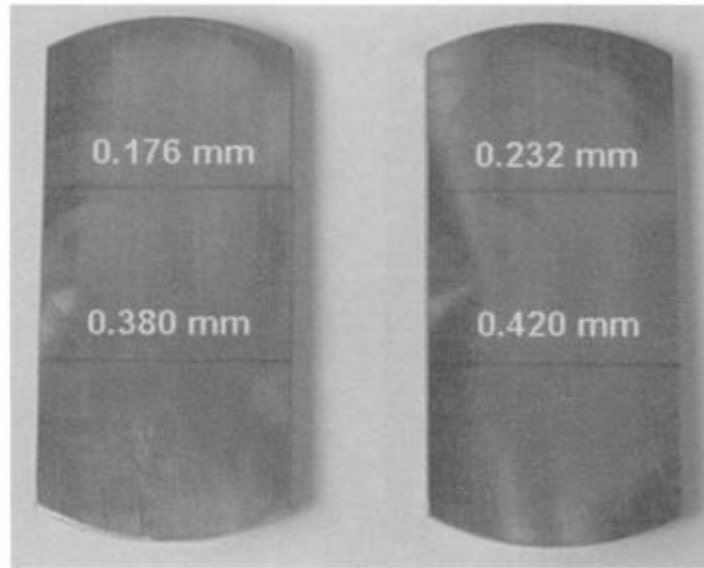


Figura 3.1: Patrones que se usaron para probar las sondas en la inspección de ranuras frontales. Sobre las fotos se indican las profundidades reales de las fisuras resultantes.

en el cuadro 3.2. En la segunda columna del mismo cuadro se presentan los valores de las frecuencias de excitación de las bobinas para las cuales δ resulta igual a la profundidad de diseño de cada ranura (valores que aparecen en la primer columna de ese cuadro). Para este cálculo se necesita la resistividad del Zry-4, la cual es $\rho = 72,0 \mu\Omega cm$ y se despeja la frecuencia de la ec. 1.3.

Para estos patrones, debido al ancho de los mismos (los 50 mm), la empresa encargada de hacer las ranuras nos advirtió que en las medidas de las profundidades de las ranuras resultantes se podía llegar a tener un error de hasta un 20 % con respecto a los valores pedidos para las mismas, cuando en piezas de hasta 10 mm el error no suele pasar el 5 %. El trabajo se encargó y resultaron los patrones que se muestran en la figura 3.1 con las profundidades que se indican en la misma y en la tercera columna del cuadro 3.2. En la última columna del cuadro 3.2 aparecen las diferencias porcentuales entre los valores de las profundidades de diseño y los valores efectivamente construidos.

Prof. de diseño (mm)	Frec. (MHz)	Prof. resultantes (mm)	Diferencias porcentuales
0.15	7.8	0.176	17 %
0.25	2.9	0.232	7.2 %
0.35	1.5	0.380	8.6 %
0.45	0.89	0.420	6.7 %

Cuadro 3.2: En la primera columna se muestran las profundidades de diseño. En la segunda columna las frecuencias de operacin calculadas según $f = \frac{\rho}{\mu_r} \left(\frac{50.33}{\delta} \right)^2$, con la profundidad de las ranuras de diseño igual a δ . La tercera columna contiene las profundidades resultantes en los patrones fabricados. En la cuarta columna se presentan las diferencias porcentuales entre los valores de las columnas 1 y 3.

Imperfecciones superficiales de los patrones

Para tener una mejor terminación en las superficies de los patrones se mandaron a maquinar las planchuelas de Zry-4 previamente a la fabricación de las ranuras. Este trabajo fue llevado a cabo en el taller del departamento. Como el Zircaloy no es magnético y en el taller no cuentan con un dispositivo adecuado que permita emplear la rectificadora sobre una pieza no magnética, el trabajado fue hecho en un torno. Las superficies de las planchuelas quedaron, entonces, con las marcas circulares típicas de un torneado, como puede observarse en la foto de la figura 3.2.

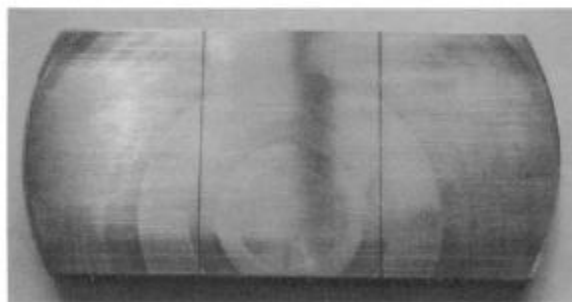


Figura 3.2: Marcas típicas de un torneado que quedaron en las superficies de los patrones, se muestra el patrón con las ranuras de 0.176 mm y 0.380 mm.

Al comenzar a inspeccionar los patrones con las sondas construidas nos encontramos que esas marcas de torneado introducían, en la señal, problemas de lift-off. Lo que sucedía era que, balancendo la sonda sobre las zonas sin ranuras y cercanas a alguno de los extremos del patrón, al realizar la inspección y pasar con la sonda por la zona central del patrón (zona que está entre

las ranuras) el punto de balance sufría un cambio no atribuible a problemas con la propia sonda. Este problema con el punto de balance mostró ser sistemático al pasar con la sonda por la zona mencionada entre ranuras, lo que llevó a pensar que, efectivamente, era un problema con el patrón. Otra observación que también nos hizo sospechar que el problema del desbalance tenía su origen en el estado de la superficie del patrón, fue que al inspeccionar los patrones con sondas estándares de áreas bastante menores que las áreas de nuestras bobinas el problema del desbalance desaparecía o era prácticamente despreciable. Las sondas utilizadas fueron: una con una bobina cilíndrica de aproximadamente 5 mm de diámetro y otra tipo lápiz. Con una bobina cuya área de inspección abarque varias franjas de las marcas de torneado será más fácil distinguir entre dos zonas en las cuales las distribuciones de las marcas del torneado sean diferentes. Si se observan detenidamente las marcas del torneado sobre los patrones se ve que estas están centradas en la parte media del patrón, es decir en la zona entre las ranuras. Esto determina que las distribuciones de las marcas del torneado en las dos zonas entre cada ranura y el extremo curvo correspondiente de los patrones sean muy similares entre sí; pero diferentes de la distribución de esas marcas en la zona central de los patrones.

Se analizaron con un rugosímetro las superficies de los patrones contru-idos y la superficie de un patrón comercial de aluminio que se tiene en el laboratorio. La finalidad de esto fue comparar la superficie del patrón comercial con las superficies de nuestros patrones, para tratar de determinar cómo las marcas del torneado afectan la rugosidad de la pieza y si aparecían indicaciones relacionadas con dichas marcas. Los resultados se muestran en la figura 3.3. La diferencia fundamental entre nuestros patrones y el patrón comercial es que este último presenta una superficie con rugosidad uniforme con variación en h relativa no mayor a $0.7 \mu\text{m}$. Mientras que las superficies de nuestros patrones presentan zonas, que denominamos mesetas de rugosidad, las cuales pueden atribuirse a las franjas de las marcas del torneado.

En la figura 3.4 se pone cómo ejemplo el desbalance, producto de las marcas del torneado, en las componentes X e Y de la señal registrada durante una inspección realizada con la bobina 1 sobre el patrón con las ranuras de 0.176 mm y 0.380 mm y a una frecuencia de operación de 600 kHz. Para lograr una buena interpretación de las señales fue necesario corregir este desbalance durante el análisis de las señales, es por esto que se pierde simetría en la forma de las señales, ver figuras 3.6, 3.7 y 3.8.

También en la figura 3.4 es importante observar como el corrimiento del punto de balance afecta la definición y la discriminación entre los picos, especialmente para la señal de la ranura menos profunda. Como puede verse el desbalance afecta bastante más a la componente Y, haciéndose por esta

razón muy difícil lograr una señal aceptable de la ranura más chica para frecuencias inferiores a los 700 kHz. Sobre este tema se volverá durante el análisis de las respuestas de las bobinas.

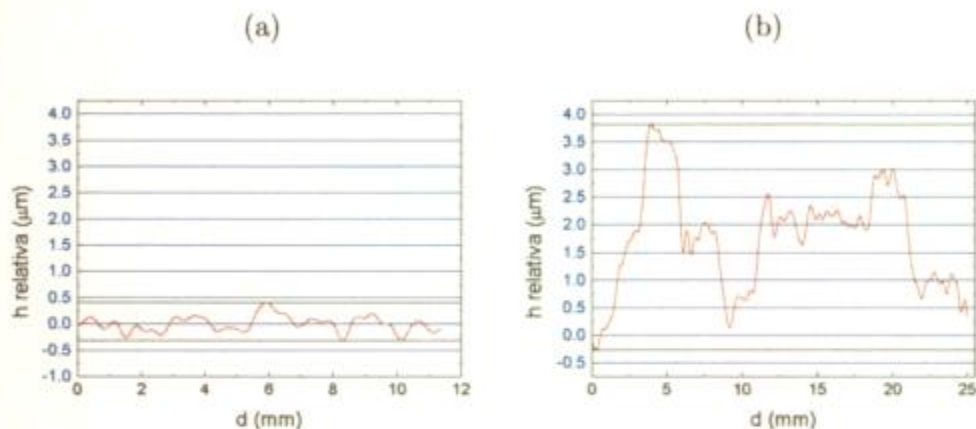


Figura 3.3: En un patrón comercial la máxima fluctuación en h relativa por la la rugosidad es de $0.7 \mu\text{m}$ y no existen mesetas de fluctuaciones, (a), en nuestros patrones existen dichas mesetas que indican las franjas de las marcas del torneado, (b).

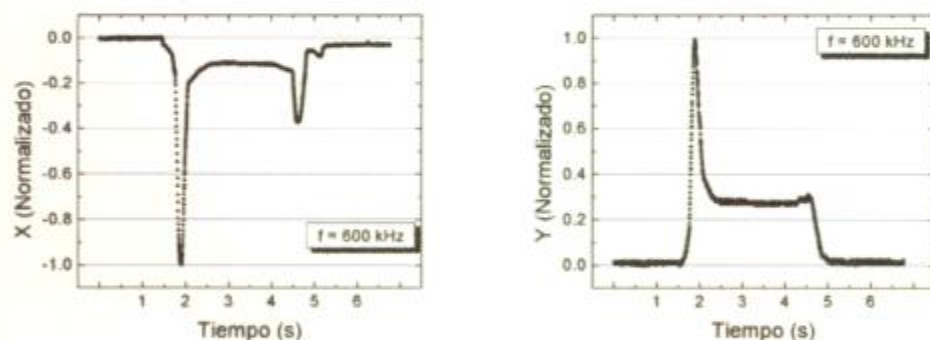


Figura 3.4: Desbalance de las componentes X e Y de la señal X-Y registrada al realizar una de las inspecciones sobre el patrón con las ranuras 0.176 mm y 0.380 mm con la bobina 1, a 600 kHz.

3.1.2. Patrones para la inspección de ranuras laterales

Llamamos ranuras laterales a ranuras que representan fisuras que se extienden sobre un borde del material, que no es la superficie de apoyo de la

bobina, y que hacia esta última superficie sólo muestran la extensión de su profundidad, ver figuras 2.7 y 3.5.

Para la construcción de los patrones para este tipo de fisuras de disponía de un trozo de Zry-4 de 130 mm × 40 mm × 7 mm. Sobre las caras de 130 mm × 7 mm se mandaron a construir las ranuras: en una, las ranuras de 0.15 mm y 0.35 mm y en la otra, las ranuras de 0.25 mm y 0.45 mm. En el cuadro 3.3 se muestran los valores de las ranuras diseñadas y el de las finalmente construidas, como se mencionara en la subsección anterior la diferencia entre estos valores no supera el 5 %, última columna del cuadro.

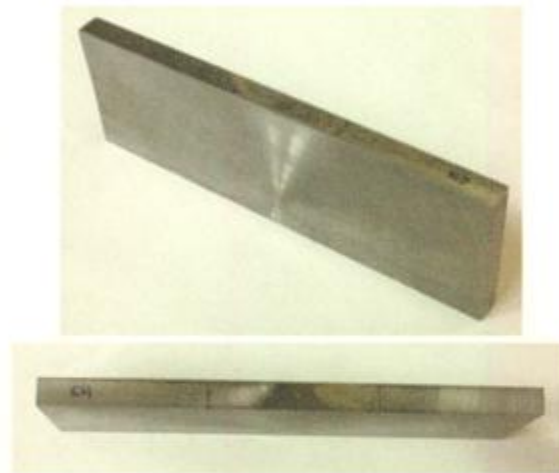


Figura 3.5: Diferentes vistas del patrón para inspección de ranuras laterales.

Prof. de diseño (mm)	Prof. resultantes (mm)	Diferencias porcentuales
0.15	0.152	1.3 %
0.25	0.258	3.2 %
0.35	0.352	0.57 %
0.45	0.470	4.4 %

Cuadro 3.3: La primera columna contiene las profundidades de ranura de diseño, la segunda las profundidades resultantes en los patrones fabricados, y tercera las diferencias porcentuales entre los valores de las dos primeras columnas.

3.2. Detección de defectos frontales en Zircaloy

3.2.1. Consideraciones generales

Como se puede ver de las consideraciones hechas en la sección anterior, al tener nosotros ya fijadas las bobinas que vamos a utilizar (por ser la caracterización de éstas parte de los objetivos de este trabajo) y también fijado el material a inspeccionar, el parámetro que nos queda por variar es la frecuencia de operación. La frecuencia de ensayo se elige principalmente tratando de encontrar una buena discriminación entre las señales de los defectos y las otras variables que afectan el ensayo. La variable más problemática es la variación del lift-off, por lo que la separación de la señal de lift-off de la de los defectos es la que comúnmente se toma como consideración más importante. Considerando solamente la profundidad de penetración estándar, δ , ec. 1.3, como parámetro para la determinación de la frecuencia de trabajo, la experiencia indica que una frecuencia de trabajo para la cual δ es aproximadamente igual a la profundidad esperada de los defectos proporciona una buena separación de fases entre la señal de lift-off y las señales de los defectos. La frecuencia de operación se elige tal que δ sea aproximadamente igual a la profundidad del defecto más profundo y los controles del instrumento se seleccionan de manera que la señal de lift-off sea horizontal. Teniendo en cuenta estas consideraciones se probaron las bobinas construidas sobre los patrones de Zry-4 para ranuras frontales descritos en 3.1.1. En el cuadro 3.4 se muestran las frecuencias de operación despejadas de la ec. 1.3, según

Profundidad de la ranura (mm)	Frecuencia (MHz)
0.176	5.8
0.232	3.3
0.380	1.2
0.420	1.0

Cuadro 3.4: Frecuencias de operación, $f = \frac{\rho}{\mu_r} \left(\frac{50.33}{\delta} \right)^2$, que se obtienen de considerar la profundidad de los defectos igual a δ .

el criterio mencionado más arriba. La frecuencia para la cual se lograría una buena separación entre el lift-off y las señales de los defectos (ranuras en este caso) es de 1.0 MHz, que es la que corresponde a la ranura más profunda. Las frecuencias para las dos ranuras más chicas son muy altas si consideramos las aplicaciones habituales de corrientes inducidas, para las cuales no

se supera en general 1.0 MHz. Pero según la experiencia del departamento en la utilización de bobinas similares a las construidas en este trabajo, en la inspección de defectos de borde se suelen utilizar frecuencias entre 1.0 MHz y 2.0 MHz. Lo que se hizo fue probar con frecuencias por arriba y por debajo de 1.0 MHz buscando la mejor separación entre las señales de los diferentes defectos (ranuras). Se utilizaron frecuencias hasta 2.0 Mhz. El límite inferior fue de 300 kHz.

Se probaron las respuestas tanto de las sondas con bobinas sin ferrite, subsección 2.2.1 a 2.2.3, como de las sondas con bobinas con ferrite, subsección 2.2.4. Las respuestas para ambos casos fueron muy similares, si bien era de esperar un aumento en la amplitud de la señal de estas últimas respecto de la señal de las primeras, ya que dicha amplitud es proporcional a la impedancia de la sonda y las bobinas con ferrite presentan mayor valor de L , cuadro 2.4 de la subsección 2.2.4. No se encontró un aumento marcado y sistemático que justifique su uso sobre el de las bobinas sin ferrite para este tipo de inspecciones. Por lo tanto, no existiendo un mejoramiento de la señal que justifique su aplicación y debido a los problemas en la construcción y utilización de las sondas que agregaba incluir en las mismas las bobinas con ferrite, las inspecciones y el respectivo análisis se hicieron para las bobinas sin ferrite y a esas sondas corresponden los gráficos presentados en esta sección.

Otro aspecto para comentar es que las mediciones se tomaron utilizando un atenuador de 10 ohm, que es un accesorio del equipo de medición y se conecta entre la sonda y el equipo. Fue necesario conectar el atenuador porque no era posible balancear las sondas para frecuencias en las cuales se tenía señales interpretables, esto es para frecuencias altas (mayores que 300 kHz). Este problema con el balance había sido consultado por personal del laboratorio al fabricante del equipo, anteriormente a la realización de este trabajo, y está relacionado con señales para las cuales es necesario aumentar mucho la ganancia del equipo para poder visualizarlas en la pantalla del mismo.

3.2.2. Resultados para la bobina 1

La figura 3.6 contiene los gráficos correspondientes a cuatro frecuencias de inspección diferentes para la bobina 1 sin ferrite: 750 kHz, 1100 kHz, 1700 kHz y 2000 kHz. Las características de estos gráficos son las que se encontraron para todas las frecuencias utilizadas. Aquí debemos mencionar que *por debajo* de 700 kHz las señales que se obtenían no permitían separar las indicaciones de la ranura menos profunda; pero estamos seguros que esto se debe a las imperfecciones en la superficie de los patrones, las cuales introducen los problemas descriptos en 3.1.1.

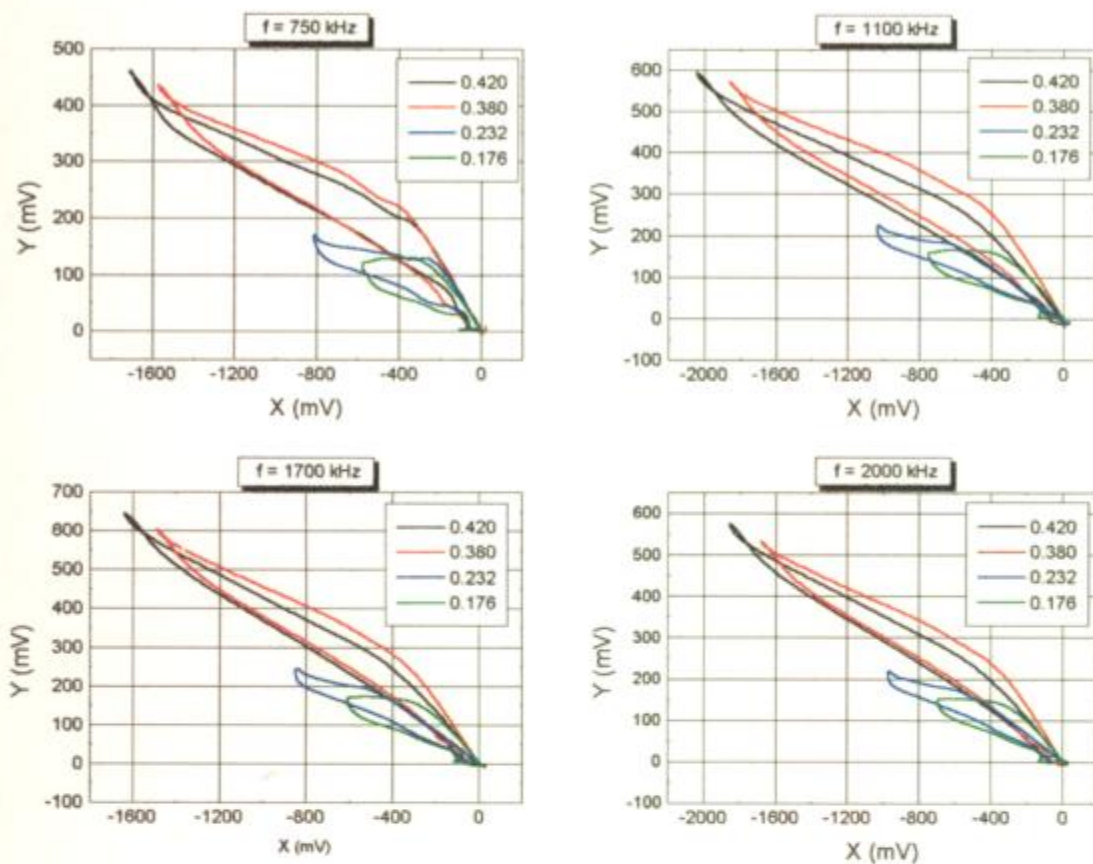


Figura 3.6: Gráficos comparativos, para diferentes frecuencias de operación de las señales obtenidas con la sonda que contenía la bobina 1 sin ferrite.

Para todas las frecuencias utilizadas se observa una pobre separación en fases entre las dos ranuras más profundas entre sí (señales negra y roja en los gráficos) y entre las dos ranuras menos profundas entre sí (señales azul y verde en los gráficos); pero se logra una aceptable separación en módulo, incluso entre las ranuras de menor diferencia de profundidad. Si nos detenemos en los valores de las ranuras resultantes en los patrones del cuadro 3.2, se concluye que se tiene que las profundidades de las dos ranuras más profundas difieren menos que los 0.1 mm pensados en el diseño de los patrones: $0.420 \text{ mm} - 0.380 \text{ mm} = 0.040 \text{ mm}$; lo mismo ocurre entre las dos ranuras menos profundas: $0.232 \text{ mm} - 0.176 \text{ mm} = 0.056 \text{ mm}$. Asimismo la diferencia entre la menor de las ranuras mayores y la mayor de la ranuras menores es mayor que lo planeado: $0.380 \text{ mm} - 0.232 \text{ mm} = 0.148 \text{ mm}$. Estas diferencias

fueron registradas en el análisis de los módulos de las señales en todas las inspecciones realizadas para ambas bobinas, como puede verse de las figuras respectivas.

Al aumentar la profundidad de las ranuras, como era de esperar, las señales van girando en sentido de la agujas del reloj, es decir, aumenta la diferencia de fase respecto de la señal de lift-off. Esto se debe a que las señales pueden ser imaginadas como el resultado de la ausencia de corrientes inducidas en las zonas en que están los defectos ([18] pags. 91 a 93), y a que el defasaje de las corrientes inducidas aumenta con la profundidad.

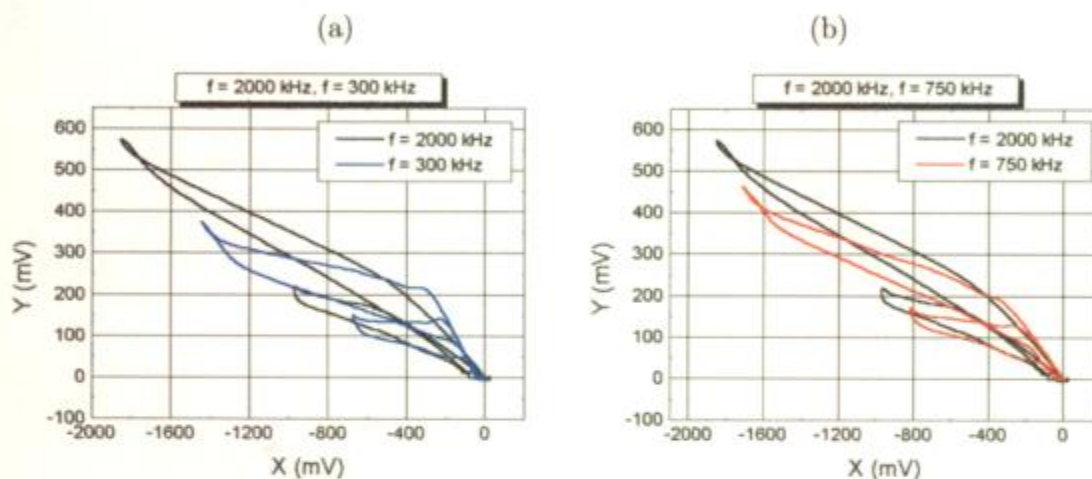


Figura 3.7: Gráficos comparativos para la inspección de las ranuras de 0.420 mm y 0.232 mm con la bobina 1. (a) presenta la comparación entre las señales obtenidas para las frecuencias de 2000 kHz y 300 KHz, (b) comparación para las frecuencias de 2000 kHz y 750 kHz.

Debido a las mencionadas imperfecciones en las superficies de apoyo de los patrones las señales fueron difíciles de interpretar, en particular las de la ranura más chica para frecuencias de inspección menores que 700 kHz.

En las figuras 3.7 se comparan, para diferentes frecuencias, las señales obtenidas al inspeccionar las ranuras de 0.420 mm y 0.232 mm. En (a) se comparan las frecuencias de 2000 kHz y de 300 kHz, mientras que en (b) se comparan las frecuencias de 2000 kHz y de 750 kHz. Podemos observar algo mencionado más arriba: para frecuencias por debajo de 700 kHz las señales obtenidas pierden definición y discriminación, esto se debe a que cuanto menores son las amplitudes de la señal, más pesan en las mismas las imperfecciones en las superficies de los patrones. Relacionado con esto último está el hecho de que la mejor definición para las señales y la mejor

discriminación entre ellas sea la lograda con la frecuencia de 2000 kHz, como se puede observar en todos los gráficos presentados.

3.2.3. Resultados para la bobina 2

Para terminar de presentar las respuestas de las bobinas ante inspección de ranuras frontales, en la figura 3.8 aparecen los resultados de cuatro inspecciones hechas con la sonda conteniendo la bobina 2 sin ferrite. La característica más notable, en comparación con los resultados obtenidos para la bobina 1, es la falta de definición para las señales de la ranura más chi-

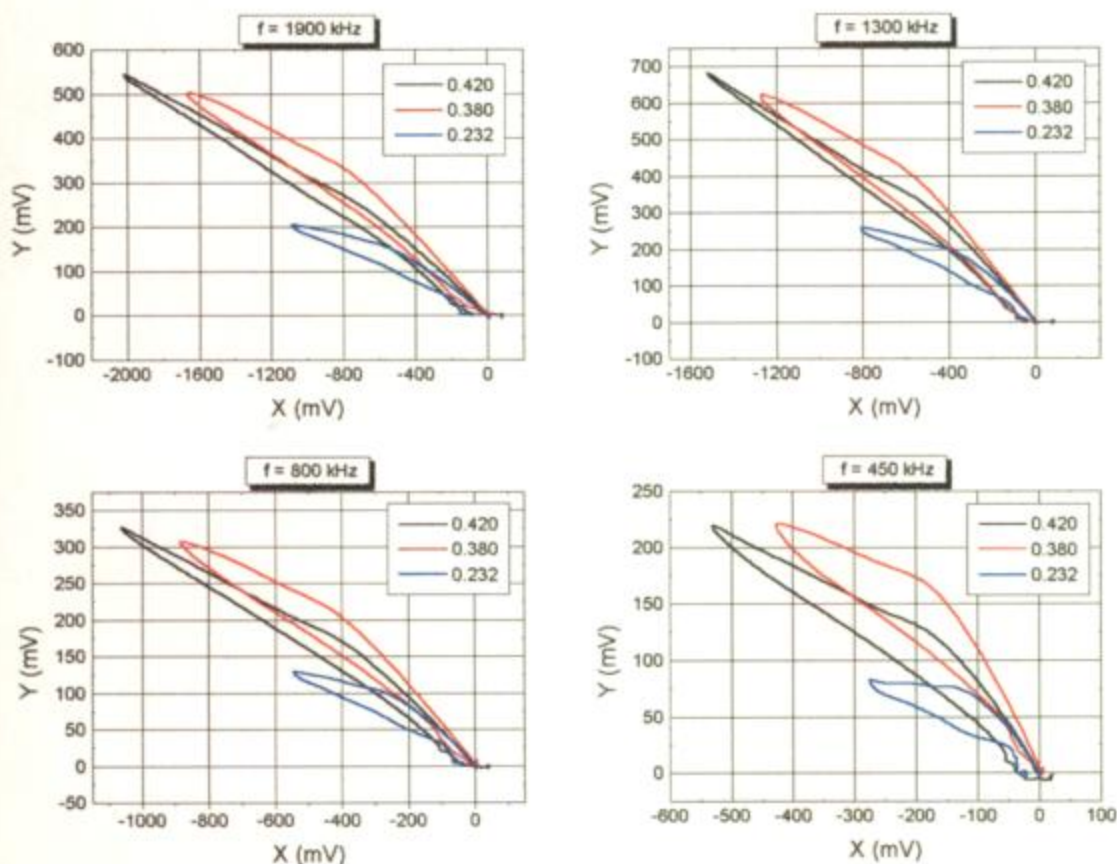


Figura 3.8: Gráficos comparativos, para diferentes frecuencias de operación de las señales obtenidas con la sonda que contenía la bobina 2 sin ferrite.

ca, prácticamente para todas las frecuencias de operación utilizadas. Esta imposibilidad de registrar correctamente esas señales se debe a la suma de

dos efectos: la menor impedancia que tienen estas bobinas que determina una menor amplitud de señal y las imperfecciones en las superficies de los patrones, que ya fueron comentadas en varias oportunidades.

Otro aspecto importante a mencionar es que, para frecuencias inferiores a 700 kHz, se pierde definición en los picos de las componentes X e Y, ver figura 3.4; y los registros X-Y de las señales de todas las ranuras se ven más afectados por las correcciones del desbalance que se necesitan hacer, como puede verse en el gráfico correspondiente a la inspección a 450 kHz. Asimismo también se pierde discriminación entre las señales de las ranuras menos profundas, debido a que $\delta \gg$ profundidad de éstas.

Como $L_1 \sim \frac{1}{2}L_2$, es razonable que las señales que da esta bobina sean menores y por lo tanto el efecto que estamos discutiendo sea más marcado.

Un análisis de las señales $X(t)$, $Y(t)$ de las ranuras más pequeñas, ver figura 3.4, permite observar que la definición de ambos picos es buena hacia los extremos de la pieza; pero que el sensor promedia el relieve de las marcas de maquinado que quedaron entre ambas ranuras. Habría que aplicar una herramienta matemática adecuada para filtrar esa señal y obtener los picos puros. Mejorar físicamente las piezas requeriría un desbaste para eliminar esas marcas; esta operación podría deteriorar las ranuras, por lo cual se decidió no hacerla.

Podemos asegurar, como resultado tanto para la bobina 1 como para la 2, que la disminución en las definiciones de las señales al disminuir las frecuencias utilizadas se debe principalmente a que el efecto de las imperfecciones de las superficies de los patrones es más notable a frecuencias bajas debido a que la amplitud de las señales de las ranuras más pequeñas es comparable con la del relieve del maquinado. En menor medida influyen, en esa pérdida de resolución en los análisis hechos por nosotros, las bajas impedancias de las bobinas (comparadas con las de las bobinas usuales).

No obstante todo esto, y debido a que las sondas registran durante la inspección las marcas "sutiles" del maquinado de la superficie del patrón, podemos concluir que las bobinas presentan una buena sensibilidad para la inspección de defectos superficiales.

3.2.4. Inspección de las ranuras con una sonda convencional

Con el fin de obtener alguna comparación con señales obtenidas con sondas convencionales se presenta en la figura 3.9 la inspección de los patrones de Zry-4 hecha con una de las sondas comerciales que se dispone en el laboratorio. Dicha sonda es un palpador ZETEC6298 (de Zetec Inc.) de 100-125 ohm

de impedancia, optimizada para trabajar en el rango de 50-500 kHz de frecuencias de operación y 5 mm de diámetro de bobina cilíndrica sin núcleo de ferrite. Las frecuencias de ensayo fueron: 400 kHz, 210 kHz y 120 kHz. Para frecuencias por debajo de 100 kHz, aproximadamente, las señales se hacen muy pequeñas; resultando muy difíciles de interpretar debido a los problemas de lift-off que introducen las superficies de los patrones y al ruido de las propias señales. Hay que mencionar, aquí, que las mediciones con esta sonda fueron tomadas sin el atenuador de 10 ohm usado con las bobinas 1 y 2. Conectando el atenuador las señales obtenidas, para todo el rango de frecuencias de trabajo de la sonda, se tornaban tan pequeñas en amplitud que se hacía imposible su interpretación.

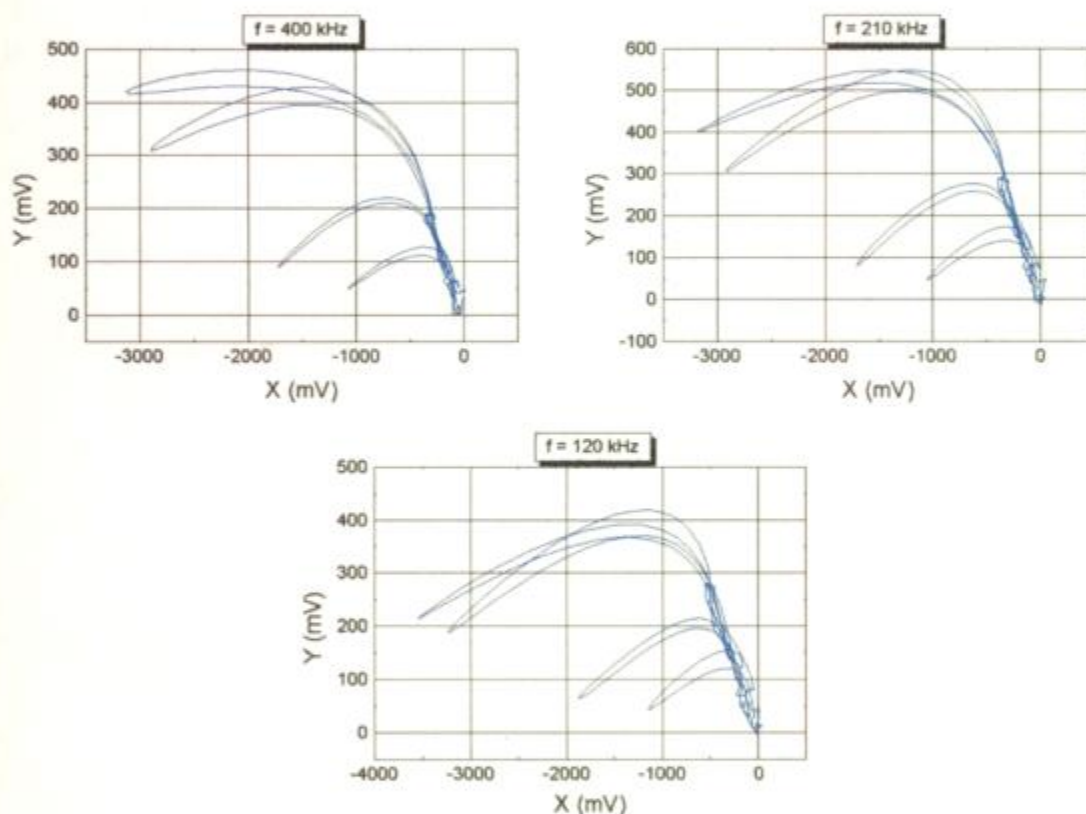


Figura 3.9: Inspecciones con una bobina estándar.

Para todas las frecuencias analizadas se logra una buena separación en módulo de las indicaciones correspondientes a las ranuras. La separación en fase, aunque es mejor que para las bobinas motivo de este trabajo, no permite

una mejor discriminación entre los picos que la que aporta el análisis del módulo de las señales. Como puede deducirse de un análisis de las ecuaciones 1.2, aumenta la separación en fase entre las indicaciones de las diferentes ranuras al aumentar la frecuencia de operación. Esto es algo que para nuestras bobinas queda enmascarado.

Una característica marcadamente diferente a lo que presentan las señales de las bobinas 1 y 2, es la forma de las señales. Como se dijera más arriba las señales pueden interpretarse a través de las corrientes inducidas que faltan por la presencia de las ranuras. La forma de las mismas dependen de cómo se distribuyen las corrientes inducidas en el material, es decir de cómo varían el módulo y la fase de las corrientes inducidas con la distancia y la profundidad desde la sonda. Para conocer estas distribuciones es necesario resolver las ecuaciones de Maxwell para las sondas en la situación de trabajo. Esos resultados se conocen, gracias a Dodd y Deeds [17], para el tipo de sondas con simetría cilíndrica como las convencionales usadas aquí y prevén resultados como los obtenidos, subsección 6.2.2 de [18]. Para nuestras bobinas rectangulares planas estos cálculos los dejamos para una etapa posterior del trabajo, por las razones expuestas en la subsección 2.2.3, y nada se puede predecir sobre la forma que tienen las señales.

Otra cosa que revela la comparación de las señales para ambos tipos de sonda, sin la necesidad de recurrir a ningún cálculo, es que los problemas de lift-off que introducen las imperfecciones superficiales de los patrones afectaron mucho menos a las señales de la sonda estándar. Esto es algo que ya se mencionó, y lo único que podemos suponer es que se debe a la menor área de la bobina convencional y a la diferente distribución superficial de corriente que generan las espiras de unas y otras. La mayor simetría entre las partes de "ida" y de "vuelta" de las señales de la sonda convencional y la falta de alguna corrección necesaria para el análisis de las mismas son pruebas de lo que se está planteando.

3.3. Detección de defectos laterales (o de borde) en Zircaloy

Para la inspección de este tipo de defectos se probaron frecuencias en el mismo rango que para los defectos frontales (300 kHz a 2000 kHz). La técnica para la inspección, en este caso, requiere que la sonda sea balanceada apoyando media bobina sobre el material a inspeccionar y media bobina en el aire, como se menciona en la subsección 2.2.6 y se muestra en el dibujo de la figura 2.7. No se apoya la sonda sobre la cara que contiene a la fisura

(es decir sobre el frente de la ranura) sino sobre una cara lateral al frente de la fisura, sobre la cual sólo se ve la profundidad de la misma. Esta manera de balanceo surge de la técnica misma para inspeccionar este tipo de ranura: en los componentes donde se necesitan esta clase de inspección o bien no es posible acceder al frente de las fisuras o éstas son verdaderamente fisuras de borde. Para el empleo de esta técnica también fue necesario el empleo del atenuador de 10 ohm, mencionado en 3.2.1.

El principal problema que se presentó durante este tipo de aplicación, fue que el soporte de las bobinas no aseguraba un apoyo firme y con la misma presión para todas las inspecciones. Esta sonda no contaba con un mecanismo similar al resorte de la sonda para inspección de ranuras frontales y se debió adquirir cierto entrenamiento para obtener señales interpretables. Otro aspecto que aparece aquí, y que es usual en este tipo de ensayos, es que muchas veces para cada aplicación se requiere preparar un montaje especial de sonda.

3.3.1. Resultados

Los resultados para las inspecciones hechas con la bobina 1 sin ferrite en las frecuencias de 500 kHz, 800 kHz y 1400 kHz se muestran en la figura 3.10. Como en el caso de las ranuras frontales, la separación en fase de los defectos es pobre: prácticamente no existe en este caso; pero se logra una buena separación en módulo de las señales de los diferentes defectos. En el análisis de estas señales se debieron corregir algunos problemas de lift-off y además hacer promedios de a grupos de los datos (smoothig) de las componentes X y Y de la señal antes de componerlas en los gráficos X-Y presentados, todo debido a las dificultades que introdujo el soporte utilizado, las cuales fueron comentadas en 2.2.6.

Por último se presenta, en la figura 3.11, uno de los diagrama X-Y de las señales logradas con la bobina 2 sin ferrite en una inspección a 800 kHz. Esta constituye una de las mejores señales obtenidas, no se evidencia tampoco aquí una buena separación en fase; pero sí una buena separación en módulo.

Como en el caso se la inspección de ranuras frontales, la falta del conocimiento de los campos generados por la bobina en la situación de trabajo impide cualquier predicción sobre la forma de las señales obtenidas.

Por la forma en que se inspeccionan las ranuras laterales es válido suponer que las bajas impedancias de las bobinas pesarán más en la calidad de las señales a obtener que en el caso de la inspección de ranuras frontales. Decimos esto porque al pasar la sonda sobre la ranura lo hacemos sólo sobre el lateral de la misma. De esta manera lo que produce la perturbación de las corrientes inducidas en el material es la profundidad de la ranura que se

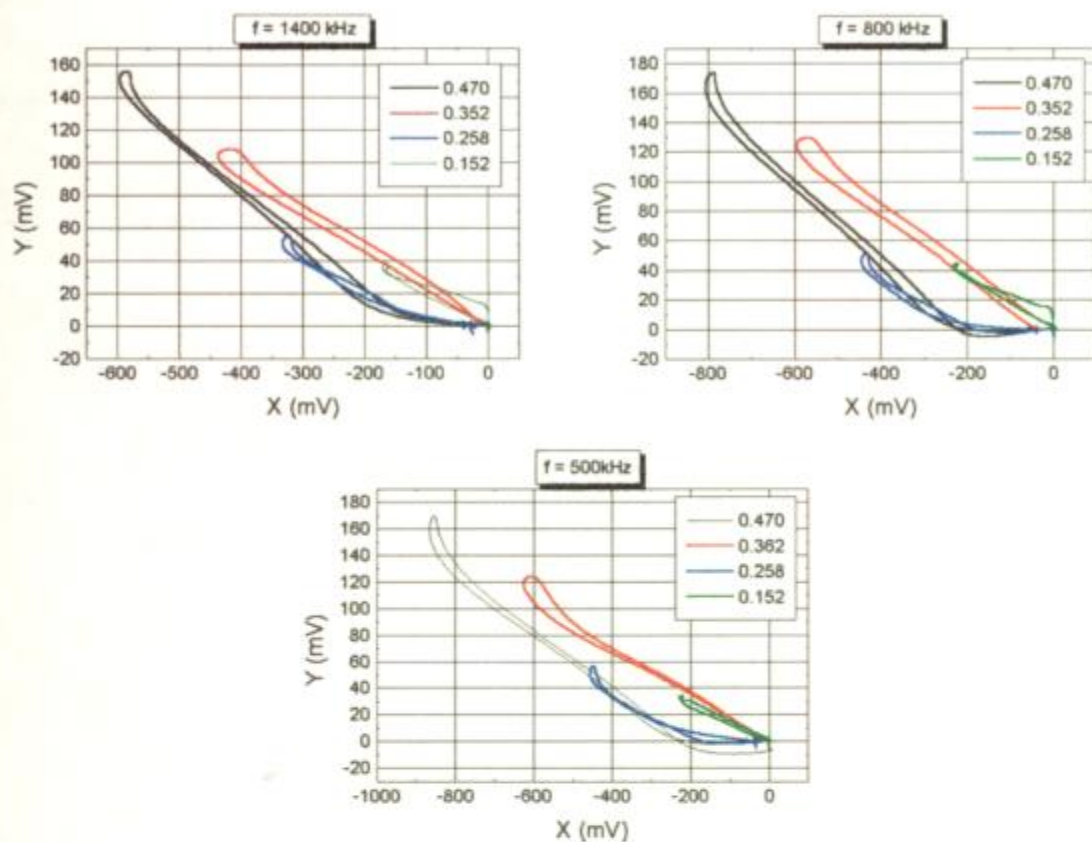


Figura 3.10: Gráficos X-Y, para diferentes frecuencias de operación de las señales obtenidas con la bobina 1 sin ferrite en la inspección de ranuras laterales.

extiende en el lateral de la pieza, y esto es mucho menos perturbador para el recorrido de las corrientes que pasar la sonda sobre la ranura misma.

Para esta clase de inspecciones, el límite de aplicabilidad de este tipo de sondas tampoco estuvo determinado principalmente por las características de las mismas: la falta de sondas con un mecanismo que asegure las mismas condiciones de contacto en todas las pasadas limitó el alcance de las bobinas, especialmente en lo que respecta a la aplicación a frecuencias más bajas que las empleadas. Queda así el camino abierto para el mejoramiento del diseño y construcción de las sondas.

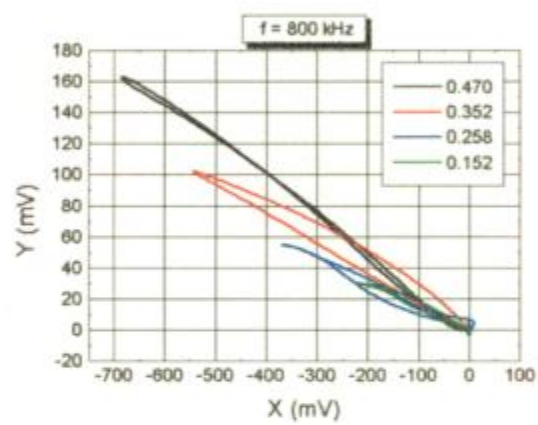


Figura 3.11: Gráfico X-Y, para frecuencia de operación de 800 kHz de las señales obtenidas con la bobina 2 sin ferrite en la inspección de ranuras laterales.

Capítulo 4

Análisis de las respuestas de los sensores en la medición de resistividades

4.1. Preliminares

La resistividad puede ser medida en pequeñas áreas localizadas, en forma superficial o examinando un volumen considerable de muestra para determinar la resistividad en volumen del material. El volumen de material inspeccionado depende del tamaño de la bobina y de la frecuencia de operación. La ecuación del efecto pelicular 1.3, es nuevamente usada para estimar la profundidad de penetración a una dada frecuencia de operación. La medida de la resistividad eléctrica es una técnica comparativa: patrones de resistividades conocidas deben ser usados para la calibración.

Las variables que afectan la precisión de las medidas de resistividad son el lift-off, la temperatura y cambios en el flujo de las corrientes inducidas no relacionados con la resistividad eléctrica, tales como cambios de espesores o la geometría de la superficie o de la pieza.

Para una mejor discriminación entre la señal de resistividad y la de otras variables el punto de operación sobre el gráfico de impedancia debe ser considerado. La figura 4.1, extraída de la subsección 5.8.2 de [18], muestra el efecto del cambio de la resistividad sobre un diagrama de impedancia. Al comenzar la inspección el equipo se balancea con la sonda en el aire, punto **a** sobre el eje vertical de la figura, este punto equivale a un material de resistividad infinita; se logra así el punto de balance. Luego se apoya la sonda sobre los patrones y el material a caracterizar. Cada uno de estos acercamientos determina un punto sobre el diagrama de impedancia, formando la curva

a-b llamada curva de resistividad. Al aumentar la resistividad los puntos sobre esta curva se mueven de **b** hacia **a**. Las curvas de acercamiento de la sonda al material, que van desde **a** hasta la curva de resistividad, se llaman curvas de variación de lift-off y constituyen las indicaciones que se registran en la pantalla del equipo. En la parte superior del gráfico de impedancia el ángulo entre la variación del lift-off y la curva de resistividad es pequeño. Moviéndose hacia abajo de la curva de resistividad va aumentando la separación entre ambas variables, este incremento llega hasta la parte central de la curva de resistividad (llamada rodilla de la curva), luego de la cual no se registra aumento apreciable. Por otro lado, en la parte inferior de la curva de resistividad, una pequeña variación de lift-off produce un cambio grande en la impedancia. Por lo tanto, el mejor punto de operación es alguno que esté cerca de la rodilla de la curva de resistividad.

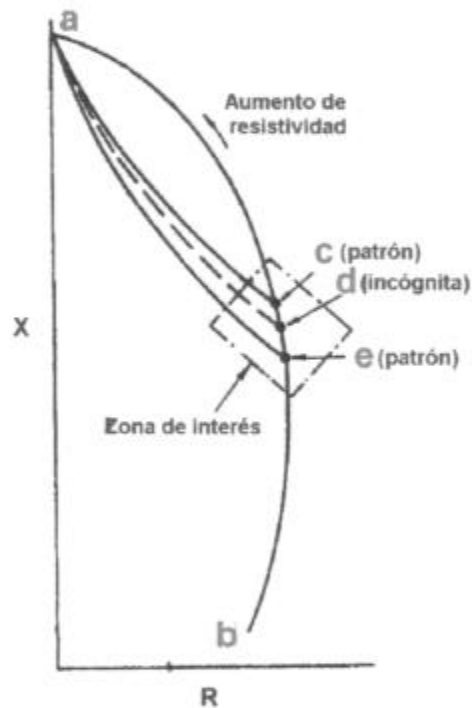


Figura 4.1: Efecto de la resistividad sobre el gráfico de impedancia. El punto superior del gráfico, donde convergen todas las curvas, es el punto de balance en aire; el cual es equivalente a un punto de resistividad infinita.

4.2. Medición de resistividades

4.2.1. Consideraciones generales

Como se mencionó más arriba, las curvas de variación de lift-off constituyen las indicaciones en la pantalla del equipo. Por lo tanto, estas curvas son las que deben acomodarse en la zona central del diagrama de impedancia para lograr una buena determinación de la resistividad de la muestra inspeccionada. Las posiciones de los puntos en el diagrama de impedancia dependen del material a inspeccionar, de la bobina utilizada y de la frecuencia de inspección. Previamente a realizar el análisis se debe realizar una optimización entre estas variables. No obstante esto último, y como se comentara oportunamente, los equipos de corrientes inducidas constan de un control de acomodamiento de la “fase” de la señal que ayuda, dentro de cierto límite, a ubicar el punto de operación cerca de la rodilla de la curva de resistividad.

En nuestro caso las bobinas son los objetos de caracterización. Se caracterizaron las mismas probando su respuesta en la medición de las resistividades de un patrón certificado de Zetec Inc. con cinco metales diferentes (cuyas resistividades aparecen en el cuadro 4.1) y sobre Zry-4. Por lo tanto, el único parámetro que se varió fue la frecuencia de inspección. Para medir la resistividad del Zry-4 con estas sondas se tiene que desarrollar un método análogo al desarrollado en el grupo para la medición de resistividades con sondas estándares, [20], pero aplicable a estas bobinas.

Estándar	Resistividad ($\mu\Omega cm$)
1	1.71
2	5.76
3	18.5
4	49.2
5	180.8

Cuadro 4.1: Resistividades de los estándares del patrón utilizado.

Entre las cosas que se deben tener en cuenta al realizar la medición está el espesor de la pieza: éste no debe afectar la señal. La ecuación del efecto pelicular debe ser empleada nuevamente. El espesor de la muestra a examinar debe ser igual o mayor a tres profundidades de penetración estándares: $t \geq 3\delta$. Esto establece una cota inferior para las frecuencias a utilizar, una vez fijado el espesor y el tipo de material. Considerando los espesores y las resistividades de los estándares utilizados y del Zry-4, dado que todos los espesores eran

iguales a 7 mm, el material que ponía la mayor cota inferior era el estándar número 5; resultando: $f \geq 33,5$ kHz.

Para la inspección se utilizaron las bobinas con ferrite. Esto se decidió así porque el armado de las sondas para medición de resistividad es mucho más sencillo que para el caso de inspección de fallas. Por lo tanto, en este caso sí se justifica el aumento de impedancia que la presencia del ferrite le da a la sonda. Este incremento de la impedancia también permite aumentar el volumen de material a inspeccionar, debido a que pueden bajarse las frecuencias de operación respecto de las bobinas sin ferrite.

Con este tipo de sondas, al igual que para el caso de la inspección de ranuras, fue necesario emplear el atenuador de 10 ohm al realizar las mediciones, debido a que las señales indicaban saturación del equipo al acercar la sonda a las muestras luego de balancear en aire. Aun con este atenuador el equipo seguía saturando, por lo que fue necesario soldarles a las bobinas una resistencia en serie de 68 ohm. Este valor de resistencia fue el menor valor encontrado, entre un conjunto de resistencias de tipo comercial con las que se contaba en el laboratorio, para el cual la señal dejaba de saturar.

4.2.2. Resultados

Las mediciones realizadas con la bobina 1 sobre los patrones y sobre el Zry-4 se muestran en la figura 4.2, y las hechas con la bobina 2 aparecen en la figura 4.3. Con 1, 2, 3, 4 y 5 se indican los estándares de los patrones utilizados. También se indican las mediciones sobre Zry-4.

Para ambas sondas las mejores respuestas se encuentran para frecuencias altas, esto es mayores a 450 kHz. Para estas frecuencias se logran los mayores ángulos entre las curvas de lift-off y la curva de resistividad (acercándose a los 90° como vemos en el gráfico correspondiente a 700 kHz de la figura 4.2).

En ese rango de frecuencias en el cual se logran los mejores puntos de trabajo, otro aspecto común a ambas bobinas es que separan mejor las señales correspondientes a los materiales de resistividades más altas.

La curva de resistividad, y por lo tanto los puntos que sobre ésta toman las señales, es el efecto combinado del tamaño de la bobina, el lift-off de la sonda, las características del material (ρ y μ) y la frecuencia utilizada, capítulo 5 de [18]. Por lo tanto, una vez armada una sonda, para su caracterización sólo se pueden combinar variaciones entre la frecuencia y los controles del equipo para lograr el mejor punto de operación. Esto es precisamente lo que se hizo.

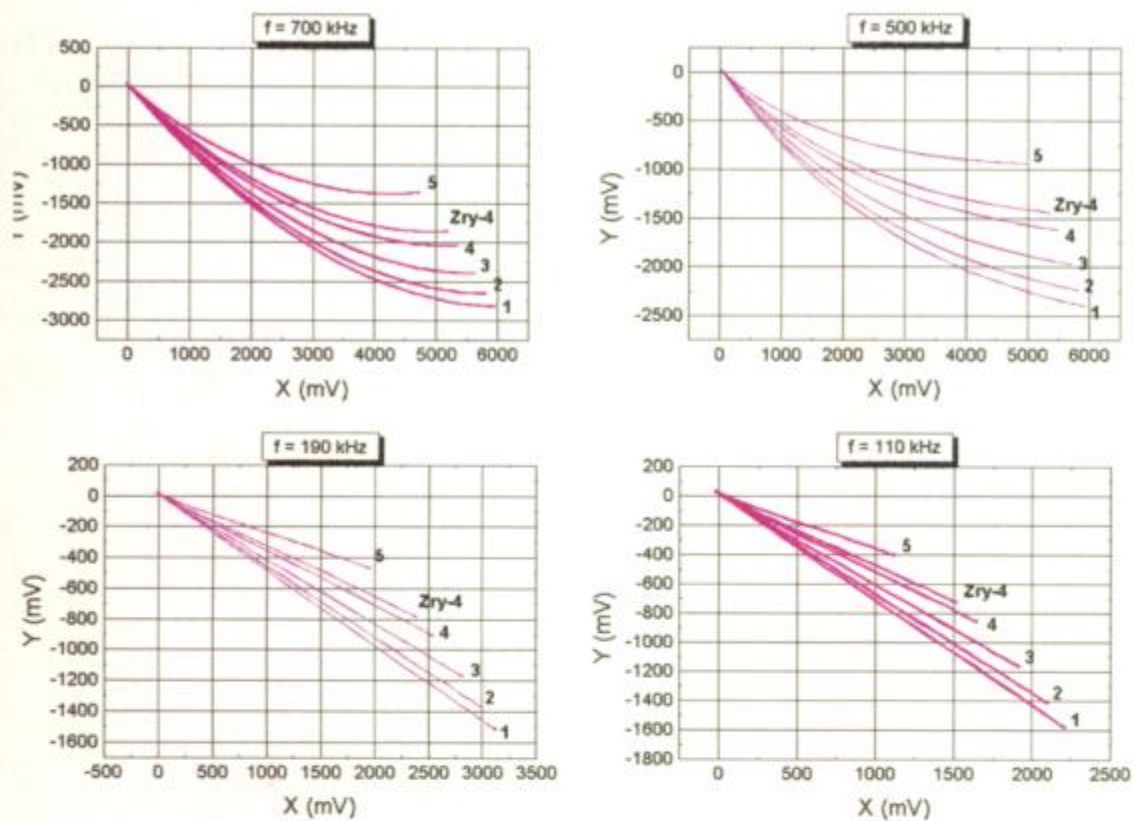


Figura 4.2: Mediciones de resistividad hechas con la bobina 1.

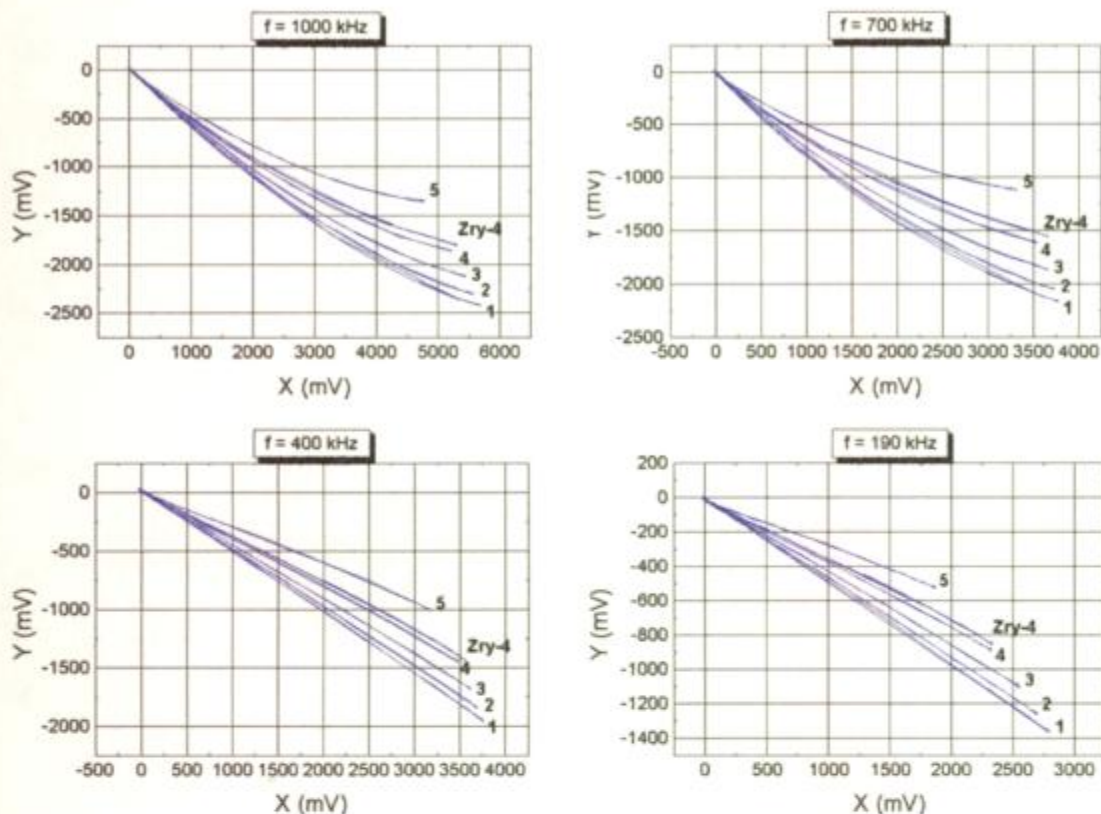


Figura 4.3: Mediciones de resistividad hechas con la bobina 2.

4.3. Medición de resistividades con una sonda estándar

A modo de comparación las mismas mediciones tomadas con las bobinas 1 y 2 se repitieron con la misma sonda estándar empleada para la comparación de la subsección 3.2.4. También el atenuador de 10 ohm tuvo que ser conectado al medir en este caso; pero no fue necesaria ninguna resistencia adicional en serie.

Los resultados, para las frecuencias de operación de 400 kHz, 190 kHz, 140 kHz y 90 kHz, son los presentados en la figura 4.4. Las características de esta bobina hace que para frecuencias altas (entre 350 kHz y 500 kHz) sea más apta para hacer mediciones en metales de alta resistividad. Mientras

que para frecuencias por debajo de 100 kHz separe mejor las señales de los materiales de baja resistividad.

La medición de la resistividad del Zry-4, calculada según el método desarrollado en [20] aplicable a este tipo de sondas, fue de $70.7 \mu\Omega\text{cm}$.

A juzgar por los resultados expuestos, especialmente los correspondientes a frecuencias altas para la sonda formada por la bobina 1, las sondas planas rectangulares presentan excelentes respuestas para la medición de resistividades a frecuencias entre 500 kHz y 1 MHz. Esto las hace aptas para ser empleadas en materiales de alta resistividad o para la determinación de resistividades superficiales.

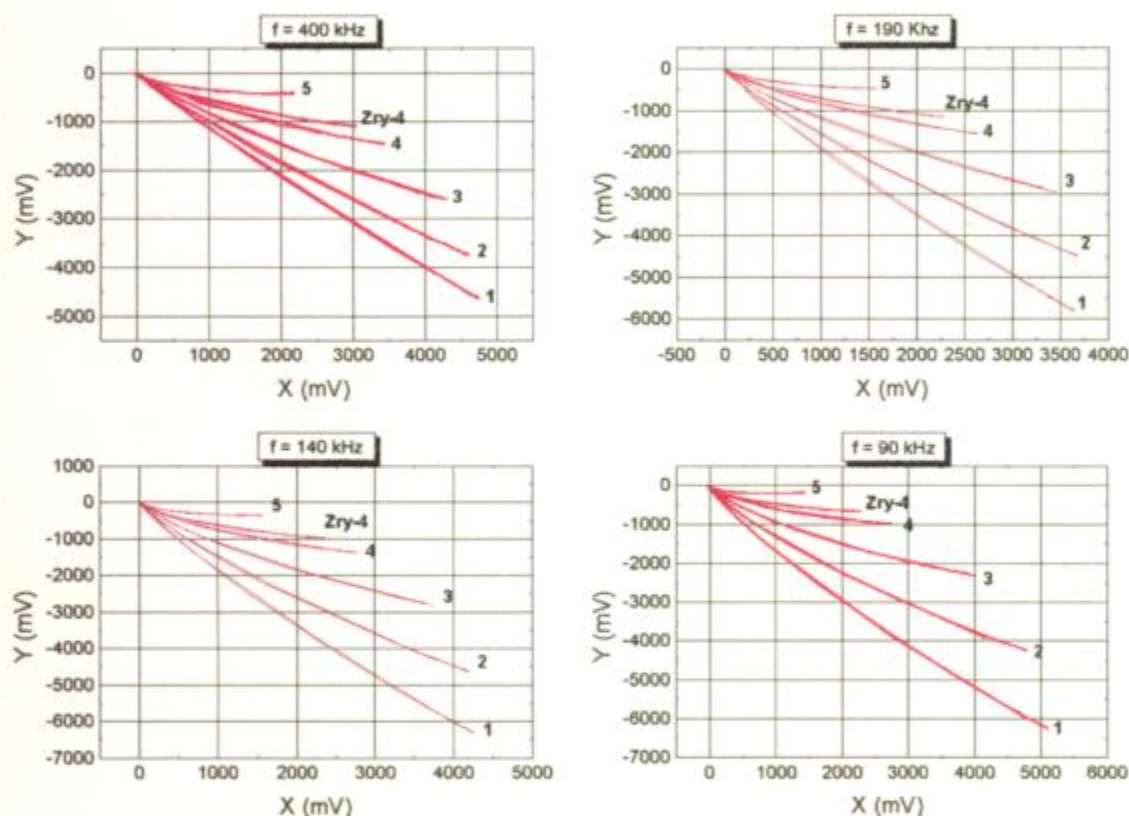


Figura 4.4: Mediciones de resistividad hechas con la bobina estándar mencionada.

Capítulo 5

Conclusiones

Fue posible la construcción de sondas, aplicables a ensayos de corrientes inducidas, conteniendo bobinas planas rectangulares.

Las sondas presentan una muy buena sensibilidad en la detección de defectos superficiales, como se deduce de los problemas de desbalance que se registran producto de las marcas del torneado.

La respuesta ante la medición de resistividades fue la más satisfactoria. Las frecuencias para las que se logran los mejores puntos de operación, para todos los materiales analizados son elevadas: entre 500 kHz y 1 MHz. Los puntos de operación logrados para estas frecuencias, especialmente para los materiales de alta resistividad, son excelentes: para algunos casos la curva de la variación de lift-off se hace casi horizontal al llegar a la curva de resistividad.

En cuanto a la detección de fallas frontales, presentan una buena discriminación en el módulo de las señales correspondientes a las diferentes ranuras; pero tienen una pobre discriminación en fase. Lo mismo sucede para la inspección de ranuras de borde, donde la discriminación de las señales según su inclinación es prácticamente nula y es muy buena la discriminación en módulo. Otra característica de todas las señales (para las dos bobinas y ambos tipos de ranuras) es su "forma": parecen extenderse sobre una recta y casi no se curvan como lo hacen las señales de las sondas convencionales. Todas las señales tienen el mismo aspecto, y la falta de simetría podría deberse al tratamiento que se le dio a los datos. Aparentemente todas las señales arrancan con igual pendiente y luego cambian. Llama la atención que la señal de la ranura de 0.380 mm tiene mayor pendiente que la señal de la ranura de 0.420 mm. Esto se puede deber al estado de la superficies de los patrones, ya que estas ranuras se encuentran en diferentes patrones y las imperfecciones superficiales, mencionadas en 3.1.1, no son iguales para ambos patrones.

La mayor limitación para el empleo de estas sondas es la baja impedancia

de las mismas que obliga a trabajar en un rango de frecuencias altas para la técnica. Esta baja impedancia se debe principalmente a la baja inductancia de las bobinas que forman las sondas. Si se quieren bobinas con áreas de inspección reducidas se tendrán pocas vueltas en los espirales que forman las mismas, siendo éste uno de los factores que determina la baja inductancia. El otro factor que determina la baja inductancia es que no pueden incluirse núcleos de ferrite en la forma convencional. No obstante, la inductancia en aire de las bobinas puede incrementarse hasta en un 100 % colocando las mismas sobre un sustrato magnético de permeabilidad alta. La otra forma de incrementar la L_0 es encontrar un proveedor que fabrique circuitos impresos que nos asegure una separación entre caminos y un ancho de los mismos menor a las 8 milésimas de pulgadas (≈ 0.2 mm) usados en este trabajo; o hacer diseños multicapas (es decir en más de dos capas).

Respecto del armado de las sondas para explorar ranuras frontales se tiene que mejorar la forma de incluir el ferrite en la misma. Una forma para lograrlo sería mandar a fabricar los bloquitos de ferrite y luego hacer el soporte de las bobinas a su medida. Así se evitaría cortar el ferrite y juegos en el ajuste del soporte de las bobinas, los cuales introducen señales espurias.

Las sondas para inspección de ranuras laterales son las que necesitan más modificaciones. En estas, como se comentó, no se incluyó un apoyo que asegurara la misma presión para todas las pasadas, y lograr señales interpretables dependió de tener cierto entrenamiento.

La baja impedancia del tipo de sondas analizadas determinó que sus frecuencias de operación sean altas comparadas con las que usualmente se emplean. Esto trae como consecuencia directa que sean aptas principalmente para la inspección de fallas en materiales de alta resistividad.

En la aplicación de las sondas para el estudio de fallas no se logró determinar su límite de detección: Para las inspecciones de ranuras frontales, las imperfecciones en las superficies de los patrones utilizados introdujeron problemas de lift-off. Y para la detección de fallas de borde el soporte de las bobinas fue el que determinó ese límite. No obstante esto, se logró una primera y satisfactoria caracterización de las respuestas de las sondas.

Desde el punto de vista teórico, no es posible discutir las formas de las señales obtenidas, tanto para la inspección de fallas como para la medición de resistividad. Esto es porque no se conocen los campos que producen estas bobinas en las condiciones en que fueron probadas, y no se puede por lo tanto construir las curvas del plano de impedancia, como las que se usan habitualmente para el análisis de problemas de inspección que presentan simetría cilíndrica. Queda así el modelado de esos campos para un próximo trabajo.

Apéndice A

Cálculo de autoinductancias e inductancias mutuas de inductores espiralados circulares planos

En [9] se deriva una expresión para la inductancia de bobinas planas circulares. Los autores comienzan con la fórmula de Maxwell para la inductancia mutua entre dos filamentos circulares, uno de radio a y otro de radio r que son paralelos y concéntricos y están separados una distancia z :

$$M = \mu_0 \pi a r \int_0^\infty J_1(kr) J_1(ka) e^{-k|z|} dk \quad (\text{A.1})$$

donde J_1 es una función de Bessel de primer tipo. Luego integran esta expresión para anillos circulares planos. No consideran, en el cálculo, a la densidad de corriente constante en toda la sección de los anillos planos que forman las espiras de la bobina: Evidentemente el camino que recorre la corriente en el borde interno de la sección es más corto que el correspondiente camino en el borde externo y por lo tanto la resistencia se reduce en el interior de la sección, con el consecuente aumento de la intensidad de corriente respecto de la sección exterior. Los autores postulan una relación inversa entre la densidad de corriente $J(r)$ y el radio r y que la variación de la densidad en la dirección z es despreciable. Con esto llegan a la siguiente expresión para la densidad de corriente, la cual está en la dirección axial ϕ :

$$J_\phi(r, t) = J_\phi(r) e^{j\omega t} \text{ donde } J_\phi(r) = \frac{1}{h r \ln(\frac{r_2}{r_1})} \quad \text{con } r_1 \leq r \leq r_2, \quad (\text{A.2})$$

ver figura A.1 por los parámetros que aparecen en las expresiones. Esta aproximación da buenos resultados en el caso de bobinas planas donde la relación ancho del camino a alto (w/h) es mucho mayor que 1.

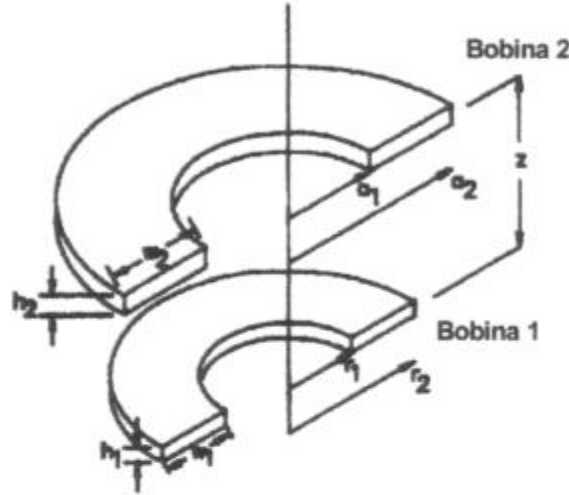


Figura A.1: Anillos de corriente sobre los que se calcula la inductancia mutua M_{12} .

Haciendo un análisis simple del circuito de la figura A.1, el cual incluye el cálculo del voltaje inducido por un anillo sobre el otro y la potencia transferida en este proceso, los autores de [9] llegan a una expresión para la inductancia mutua entre los dos anillos planos de corriente:

$$M_{12} = \frac{\mu_0 \pi}{h_1 h_2 \ln(\frac{r_2}{r_1}) \ln(\frac{a_2}{a_1})} \int_0^\infty S(kr_2, kr_1) S(ka_2, ka_1) Q(kh_1, kh_2) e^{-k|z|} dk \quad (\text{A.3})$$

donde

$$Q(kx, ky) = \frac{2}{k^2} (\cosh k \frac{x+y}{2} - \cosh k \frac{x-y}{2}) \text{ si } z > \frac{h_1 + h_2}{2} \quad (\text{A.4})$$

$$= \frac{2}{k} (h + \frac{e^{-kh} - 1}{k}) \text{ si } z = 0, x = y = 0 \quad (\text{A.5})$$

y

$$S(kx, ky) = \frac{J_0(kx) - J_0(ky)}{k}, \quad (\text{A.6})$$

siendo las J_0 funciones de Bessel. Esta fórmula, aplicada para una bobina de N vueltas, es la que se usó para hacer el cálculo aproximado de las inductancias de nuestras bobinas planas rectangulares durante el diseño de las mismas

a partir del cálculo de la inductancia de una bobina plana circular del mismo número de vueltas, L_{0-Circ} , como se explica en el siguiente apéndice.

Apéndice B

Cálculo aproximado de la inductancia de las bobinas rectangulares planas en el aire:

$$L_{0-Rect}$$

La inductancia de una bobina cualquiera en el aire en general se puede expresar como dependiente del número de vueltas al cuadrado (N^2), de su área (A) y de un factor geométrico (fg).

$$L_{0-Rect} = \mu_0 \cdot N^2 \cdot A \cdot fg_{Rect}, \quad (B.1)$$

$$L_{0-Circ} = \mu_0 \cdot N^2 \cdot A \cdot fg_{Circ}. \quad (B.2)$$

L_{0-Rect} se refiere a la inductancia de las bobinas rectangulares que se quería calcular para el diseño y L_{0-Circ} se refiere a la inductancia de bobinas circulares espiraladas, que se calcula con la ecuación A.3 del apéndice anterior.

En el apéndice anterior se presentó un desarrollo teórico que permite calcular la inductancia de bobinas espiraladas planas y circulares (L_{0-Circ}). Para tratar de obtener un valor aproximado para la inductancia en aire de las bobinas planas rectangulares que queríamos diseñar (L_{0-Rect}), se pensó en el siguiente análisis simplificado: Si planteamos una equivalencia entre el área de cada “vuelta” de una bobina espiralada rectangular, cuya L_0 queremos calcular, y el área de cada “vuelta” de una bobina espiralada circular, a la cual se aplica el desarrollo del apéndice anterior, ver figura B.1; entonces tendremos para ambas bobinas igualado el factor del área. Si además consideramos bobinas (rectangulares y circulares) del mismo número de vueltas, sólo nos restaría conocer los factores geométricos de las fórmulas anteriores. Ahora,

calculando el valor de L_{0-Circ} y planteando el cociente entre las ecuaciones B.1 y B.2, éste sería igual al cociente entre los factores geométricos. Conociendo este cociente entre factores geométricos podemos calcular L_{0-Rect} :

$$\frac{L_{0-Rect}}{L_{0-Circ}} = \frac{f g_{Rect}}{f g_{Circ}} = k \Rightarrow L_{0-Rect} = k L_{0-Circ} \quad (B.3)$$

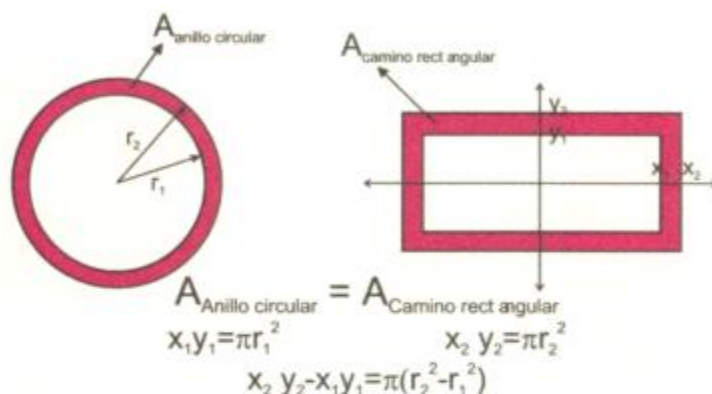


Figura B.1: La equivalencia entre las áreas consiste en tomar como iguales a las áreas de cada una de las vueltas de una espiral circular y de una espiral rectangular.

Se debía entonces conocer el valor de k para tener una idea de los valores de L_0 y de Z que se manejarían, y así completar los diseños de bobinas para mandar a fabricar. Para conocer este valor lo que se hizo fue construir, de forma casera, bobinas rectangulares. Se calculó experimentalmente el L_{0-Rect} de estas bobinas a partir de mediciones de impedancia tomadas con el analizador de impedancias HP4193A. Por otro lado se calculó, aplicando A.3, los valores de L_{0-Circ} para bobinas circulares de áreas equivalentes a las de las rectangulares, y con estos valores se halló un valor de k :

$$k = \frac{L_{0-Rect}}{L_{0-Circ}} = 1,3 \pm 0,2. \quad (B.4)$$

Este valor de k fue el que se usó, en las siguientes pruebas de diseño, para calcular L_{0-Rect} a partir de los L_{0-Circ} obtenidos con la ecuación A.3. Los valores calculados de L_{0-Circ} y L_{0-Rect} y los resultantes de las bobinas construidas (L_{0-Med}), medidos utilizando el circuito resonante presentado en la subsección 2.2.1, son lo que se muestra en el siguiente cuadro. Los valores identificados con L_{0-Rect} son los que en el cuadro 2.1 de la subsección 2.2.1 se presentan bajo el nombre de L_{0-Calc} .

μHy	L_{0-Circ}	L_{0-Rect}	L_{0-Med}
Bobina 1	2.41	3.1 ± 0.5	3.38 ± 0.03
Bobina 2	1.39	1.8 ± 0.3	1.58 ± 0.02

Cuadro B.1: Valores de inductancias involucrados en el cálculo de la inductancia de diseño de las bobinas rectangulares y los valores medidos de las inductancias de esas bobinas.

Apéndice C

Inductores planos sobre substratos magnéticos

En [14],[15] y [16] se desarrolla un modelo teórico aplicando el método de las corrientes imágenes, que indica como resultado que la inductancia de un inductor plano colocado sobre un substrato magnético se puede incrementar hasta un 100 %. Si bien los autores hacen su desarrollo para espiras circulares planas concéntricas; en la discusión del trabajo expresan, como una de las conclusiones, que un incremento equivalente al mostrado en esos resultados se aplica igualmente bien a cualquier otra geometría plana tal como espiras rectangulares o cuadradas. Esta afirmación ha sido corroborada para espirales rectangulares aplicando elementos finitos por Rodriguez y Dishman, [23], ellos encontraron un factor de aumento de 1.9 con un substrato de permeabilidad $\mu_r = 100$.

En el cálculo publicado en [14], Wassem y Roshen consideran una serie de espiras circulares concéntricas colocadas a una distancia z_0 de un substrato magnético de $\mu > 1$ que se encuentra en el subespacio $z < 0$. Aquí introducen la primera suposición, que es que el espesor del substrato es mucho mayor que z_0 , es decir que al substrato se lo puede considerar como semi-infinito para el cálculo, figura C.1. En nuestro caso esta suposición se cumple ya que $z_0 \approx 2,0 \times 10^{-2}$ mm y el espesor del substrato es de 7 mm aproximadamente.

En general si una densidad de corriente $\mathbf{J}(\mathbf{r})$ existe adyacente a un material semi-infinito de permeabilidad magnética μ que ocupa el semiespacio $z < 0$, entonces, el potencial vector en la región $z > 0$ puede ser obtenido reemplazando el material magnético por una distribución de corriente imagen, [24]-[26]:

$$\frac{\mu - \mu_0}{\mu + \mu_0} J_{\parallel}(x, y, -z), \quad -\frac{\mu - \mu_0}{\mu + \mu_0} J_z(x, y, -z), \quad (\text{C.1})$$

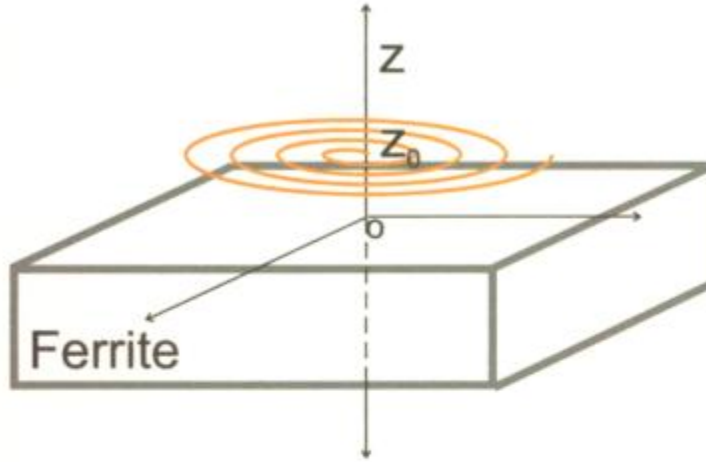


Figura C.1: Espiral de corriente en z_0 sobre un sustrato magnético en $z < 0$.

donde $J_{\parallel}$ es la componente de la densidad de corriente paralela a la superficie del sustrato magnético, J_z es la componente perpendicular a esa superficie y x, y son las coordenadas cartesianas paralelas a la misma superficie. Se tiene entonces el arreglo de la figura C.2, que contiene N espiras fuente de corriente I en $z = z_0$ y las espiras imágenes localizadas en el plano $z = -z_0$. Cada espira imagen lleva una corriente $\frac{(\mu - \mu_0)I}{(\mu + \mu_0)}$.

El vector potencial de cada espira, $\mathbf{A}^n(\mathbf{r})$, en la región $z > 0$, puede ser calculado ahora sumando el potencial $\mathbf{A}_1(\mathbf{r})$ de las espiras originales con el vector potencial $\mathbf{A}_2(\mathbf{r})$ de las espiras imágenes. La inductancia total se calcula primero sumando el potencial vector $\mathbf{A}^n(\mathbf{r}) = \mathbf{A}_1(\mathbf{r}) + \mathbf{A}_2(\mathbf{r})$ sobre todas las espiras (es decir sobre todo n) y luego integrando el resultado a lo largo de cada espira, obteniéndose:

$$L = \frac{1}{I} \sum_{m=1}^N \oint ds_m \sum_{n=1}^N [\mathbf{A}_1^n(\mathbf{r}) + \mathbf{A}_2^n(\mathbf{r})]. \quad (\text{C.2})$$

En la ecuación anterior no se consideran contribuciones del campo magnético que existe dentro de los conductores. Para los inductores como los que se tratan en [14], [15] y [16] y para los analizados aquí, se estima que esta contribución a L es menor al 1 % de la inductancia total.

Wassem y Roshen hacen por último una suposición simplificadora que permite llegar a una relación entre L y L_0 que exhibe claramente el incremento que sufre L_0 por la presencia del sustrato magnético de permeabilidad μ . La suposición tiene dos partes: Una es que z_0 , la distancia de la espiral de corriente al sustrato magnético, es mucho menor que el radio típico,

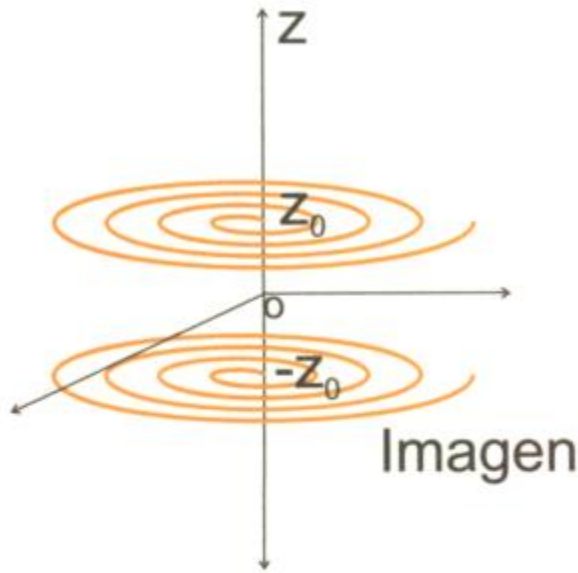


Figura C.2: En el método de las corrientes imágenes para obtener el potencial vector, para el caso discutido, en $z > 0$ se termina resolviendo el problema presentado en este gráfico: una distribución de corriente en z_0 y su imagen $z = -z_0$.

r_n , de las espiras que forman la espiral. La otra parte de la suposición es que el ancho de los conductores que forman la bobina, w en la figura A.1 del apéndice A, es también mucho menor que r_n . Con todo esto llegan a la siguiente expresión para el incremento de la inductancia:

$$L = \frac{2\mu}{\mu + \mu_0} L_0 \quad \text{con } z_0 \ll r_n \text{ y } w \ll r_n. \quad (\text{C.3})$$

Según los mismos autores esta es la aproximación crucial para poder expresar la relación entre L y L_0 a través de un factor multiplicativo, ecuación C.3. La aproximación se puede escribir: $z_0 \ll d$, donde d es el tamaño típico del inductor plano. Para espiras rectangulares d puede ser la longitud o el ancho del inductor.

Considerando nuestras bobinas rectangulares planas, esta aproximación se traduce en que z_0 y w deben ser mucho menores que el lado menor de las espiras que forman estas bobinas: $z_0 \ll l_{\min}$ y $w \ll l_{\min}$. Teniéndose para estas cantidades los siguientes valores: $z_0 = (2.0 \pm 0.5) \times 10^{-2}$ mm, $w = (17.8 \pm 0.5) \times 10^{-2}$ mm, $l_{\min-\text{Bobina 1}} = (243.8 \pm 0.5) \times 10^{-2}$ mm y $l_{\min-\text{Bobina 2}} = (162.6 \pm 0.5) \times 10^{-2}$ mm. Estos valores corresponden a mediciones hechas con un microscopio y un patrón sobre las bobinas fabricadas, en todos los casos coinciden con los valores estimados por el fabricante. En el cuadro C.1 aparecen

los cocientes que determinan el grado de validez de las aproximaciones mencionadas para nuestro caso. En el mismo cuadro se muestran los valores de los coeficientes de incremento, α_{exp} , que se lograron para cada bobina con un ferrite de $\mu_r = 2000$ (según indicaciones del fabricante) utilizado como sustrato magnético, estos son los mismos valores del cuadro 2.4 de la subsección 2.2.4. Con el valor de $\mu_r = 2000$ el coeficiente teórico de la ecuación C.3 toma el valor $\alpha = \frac{2\mu}{\mu + \mu_0} = 1,999$.

	$\frac{w}{l_{min}}$	$\frac{z_0}{l_{min}}$	α_{exp}
Bobina 1	0.07	0.008	1.89
Bobina 2	0.11	0.012	1.77

Cuadro C.1: Las columnas 2 y 3 contienen los valores de los cocientes que determinan el grado de validez de las aproximaciones de [14] para nuestras bobinas. La última columna contiene el factor resultante por el cual se incrementa el L_o de las mismas bobinas.

Bibliografía

- [1] L. B. Pedersen, K. Å. Magnusson and Y. Zhengsheng, "*Eddy Current Testing of Thin Layers Using Co-planar Coils*", Res. Nondestr. Eval., Vol. 12, no. 1, pp 53-64 , 2000.
- [2] N. Ebine and K. Ara, "*Magnetic Measurement to Evaluate Material Properties of Ferromagnetic Structural Steels with Planar Coils*", IEEE Trans. Magn., Vol. 35, no. 5, pp 3928-3930 , Sep. 1999.
- [3] S. Yamada, M. Katoun, M. Iwahara and F. P. Dawson, "*Eddy Current Testing Probe Composed of Planar Coils*", IEEE Trans. Magn., Vol. 31, no. 6, pp 3185-3187 , Nov. 1995.
- [4] S. Yamada, M. Katoun, M. Iwahara and F. P. Dawson, "*Defect Images by Planar ECT Probe of Meander-Mesh Coils*", IEEE Trans. Magn., Vol. 32, no. 5, pp 4956-4958 , Sep. 1996.
- [5] S. Yamada, H. Fujiki, M. Iwahara, S. C. Mukhopadhyay and F. P. Dawson, "*Investigation of Printed Wiring Board Testing by Planar Coil Type ECT Probe*", IEEE Trans. Magn., Vol. 33, no. 5, pp 3376-3378 , Sep. 1997.
- [6] V. A. Franyuk and L. F. Ivan'kovich, "*Eddy-Current Transducer Based on Flat Spiral Coils*", Institute of Applied Physics, Academy of Sciences of the Belorussian SSR., no. 4, pp 18-21 , April 1988.
- [7] K. Kawabe, H. Koyama and K. Shirae, "*Planar Inductor*", IEEE Trans. Magn., Vol. MAG-20, no. 5, pp 1804-1806 , Sep. 1984.
- [8] M. Yamaguchi, M. Matsumoto, H. Ohzeki and K. I. Arai, "*Analysis of the Inductance and the Stray Capacitance of the Dry-Etched Micro Inductors*", IEEE Trans. Magn., Vol. 27, no. 6, pp 5274-5276 , Sep. 1991.
- [9] W. G. Hurley and M. C. Duffy, "*Calculation of Self and Mutual Impedances in Planar Magnetic Structures*", IEEE Trans. Magn., Vol. 31, no. 4, pp 2416-2422 , July. 1995.

- [10] W. G. Hurley and M. C. Duffy, "Calculation of Self and Mutual Impedances in Planar Sandwich Inductors", IEEE Trans. Magn., Vol. 33, no. 3, pp 2282-2290 , May 1997.
- [11] R. E. Beissner and M. J. Sablik, "Theory of Current Induced by a Non-symmetric Coil above a Conducting Half-Space", J. Appl. Phys., Vol. 56, no. 2, pp 448-454 , 15 July 1984.
- [12] J. R. Bowler, "Eddy Current Calculation Using Half-Space Green's Functions", J. Appl. Phys., Vol. 61, no. 3, pp 833-839 , 1 February 1987.
- [13] H. Lei, Lian-Ze Waung and Zi-Niu Wu, "Integral Analysis of a Magnetic Field for an Arbitrary Geometry Coil With Rectangular Cross Section", IEEE Trans. Magn., Vol. 38, no. 6, pp 3589-3593 , Nov. 2002.
- [14] W. A. Roshen and D. E. Turcotte, "Planar Inductors on Magnetic Substrates", IEEE Trans. Magn., Vol. 24, no. 6, pp 3213-3216 , Nov. 1988.
- [15] W. A. Roshen, "Effect of Finite Thickness of Magnetic Substrate on Planar Inductors", IEEE Trans. Magn., Vol. 26, no. 1, pp - , Jan. 1990.
- [16] W. A. Roshen, "Analysis of Planar Sandwich Inductors by Current Images", IEEE Trans. Magn., Vol. 26, no. 5, pp 2880-2887 , Sep. 1990.
- [17] C. V. Dood and W. E. Deeds, "Analitical Solution to Eddy-Current Probe-Coil Problems", J. Appl. Phys., Vol. 39, no. 6, pp 2829-2836 , May 1968.
- [18] S. S. Cecco, G. Van Drunen and F. L. Sharp, "Eddy Curent Manual", Vol. 1, Chalk River Nuclear Laboratories, Atomic Energy of Canada Limited, Chalk River, Ontario, Canada, November 1981.
- [19] H. L. Libby, "Introduction to Electromagnetic Nondestructive Test Methods", WILEY-INTERSCIENCE, 1971.
- [20] A. Lois, H. Mendonça and M. Ruch, "Conductivity Calculations from Eddy Current Measurements on Thin Specimens", Insight, Vol. 44, no. 5, pp 279-283 , May 2002.
- [21] C. C. Spinosa, "Diseño, Construcción y Caracterización de un Sensor para la Medición de Espesores de Capas de Óxido sobre la Superficie Interna de los Canales de Combustible de la Central Nuclear de Atucha I", Tesis de Licenciatura en Ciencias Físicas, 1995.

- [22] A. Perotti, "*Evaluación no destructiva de capas de óxido sobre Zircaloy-4*", Tesis para optar al título de Magister en Ciencia y Tecnología de Materiales, 1999.
- [23] R. Rodrigues and J. M. Dshman, in Dig. IEEE Intermag. Conf. (Grenoble, France, 1981).
- [24] J. D. Jackson, "*Classical Electrodynamics*", *Second Edition*, JOHN WILEY & SONS, 1975.
- [25] W. R. Smythe, "*Static and Dynamic Electricity*", *Third Edition*, MCGRAW-HILL BOOK COMPANY, 1968.
- [26] M. Abraham and R. Becker, "*The Classical Theory of Electricity and Magnetism*", *Second Edition*, BLACK & SON LIMITED, 1955.

Agradecimientos

- A Jose Marengo del Laboratorio de Técnicas Especiales del ENDE por sus orientaciones y su ayuda en el desarrollo de la parte eléctrica de las sondas.
- A Daniel Bianchi del CAE (CNEA) por conseguirnos el Zry-4 necesario para fabricar los patrones.
- A Alba , Jorge y Daniel del Laboratorio de Corrientes Inducidas del ENDE por sus precisas orientaciones para el armado y utilización de las sondas y para la construcción de los patrones.
- A Andres Acosta del Taller del ENDE por la construcción de los palpadores y los soportes de las sondas y por el maquinado de las planchuelas de Zry-4 con las que se construyeron los patrones.
- A Daniel Minsky por su ayuda para hacer el programa para tomar datos del medidor de impedancia HP4193A y por facilitarme los conversores de datos del MAD8D.
- A Marta Ruch por su guía, por la libertad de opinión y trabajo que permite en el grupo, por su paciencia y por todas las posibilidades de desarrollo brindadas.
- A Ruben Weht porque fue quien me motivo a inscribirme en esta maestría y porque se convirtió, para mí, en más que un ex-director de seminario de licenciatura, alguien con el siempre pude contar.
- Y especialmente a Silvana, Matias y Sofía por aguantarme en mis abandonos derivados de la finalización de este trabajo y porque le dan un sentido especial a todo lo que hago.

COMISION NACIONAL DE ENERGIA ATOMICA
CENTRO DE INFORMACION C.A.G.