

01170

**DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO
FACULTAD DE INGENIERÍA**

10
2ej

**GENERACIÓN DE ARMÓNICAS USANDO
METALES AMORFOS**

HÉCTOR HERNÁNDEZ GARCÍA

TESIS

**PRESENTADA A LA DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE
POSGRADO DE LA
FACULTAD DE INGENIERÍA
DE LA
UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO
COMO REQUISITO PARA OBTENER
EL GRADO DE
MAESTRO EN INGENIERÍA ELÉCTRICA**

ASESOR: M en I FERNANDO LEPE CASILLAS

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**

1994



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis está protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

Quiero agradecer profundamente a todas las personas que directa o indirectamente han estado involucradas en el desarrollo de esta tesis y muy en especial

A Dios por permitirme llegar a este momento.

A mis padres quienes me han brindado su amor y ejemplo.

A mis hermanos quien me ha dado su comprensión y apoyo.

A Fernando Lepe-Casillas quien me ha brindado ayuda y paciencia.

A Alberto y Federico quienes me han brindado su amistad a toda prueba.

A Leticia que me ha brindado su cariño

A mis profesores y compañeros de la DEPFI.

Muchas Gracias.

HÉCTOR

RESUMEN

En el presente trabajo se describe el diseño de un sistema detector de metales amorfos, con base en la respuesta no lineal de un material magnético, cuando se excita por medio de un campo magnético con la intensidad suficiente para saturarlo. Esta respuesta no lineal, se manifiesta en forma de una señal con alto contenido armónico de la frecuencia fundamental de excitación.

Se revisan las propiedades magnéticas típicas de algunas aleaciones amorfas comparándolas con las de otros materiales magnéticos; se desarrollan ecuaciones originales para obtener el campo magnético generado por bobinas rectangulares cuando fluye por ellas una corriente de frecuencia baja (5 KHz); además, se realiza un análisis original de las componentes en frecuencia de señales senoidales que se saturan en un semiciclo y las que se saturan en ambos semiciclos, encontrando las relaciones de amplitud entre la señales armónicas con respecto a la señal fundamental. Con base en lo anterior, se describe el diseño de cada una de las etapas del sistema detector de metales amorfos y finalmente se reportan los resultados obtenidos en diferentes experimentos realizados con el sistema detector. Estos experimentos consistieron, básicamente, en colocar una muestra del metal amorfo en diferentes posiciones, dentro del sistema detector, observando la respuesta del sistema. A partir de los resultados obtenidos, se comprobó la hipótesis original de diseño.

ÍNDICE

INTRODUCCIÓN	1
CAPÍTULO 1 ALEACIONES AMORFAS DE METALES.	4
1.1 Antecedentes	4
1.2 Propiedades	6
1.3 Aplicaciones	16
Apéndice al Capítulo 1	20
CAPÍTULO 2 GENERACIÓN DE CAMPOS MAGNÉTICOS.	27
2.1 Fuerza Entre dos Circuitos	27
2.2 Inducción e Intensidad Magnética	29
2.3 Campo Magnético Generado por un Conductor Recto de Longitud Finita..	31
2.4 Campo magnético Generado por una Bobina Rectangular	35
2.5 Arreglos de Bobinas	40
2.6 Análisis Armónico de Curvas de Histéresis.	49
CAPITULO 3 DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN	63
3.1 Descripción General	63
3.2 Circuito Transmisor	65

3.3 Circuito Receptor	75
3.4 Circuito Detector	83
CAPÍTULO 4 RESULTADOS EXPERIMENTALES	88
4.1 Metodología	88
4.2 Posición de las Bobinas y Composición del Metal Amorfo	89
4.3 Experimentos y Resultados	90
CONCLUSIONES	100
Conclusiones Experimentales y Trabajo Futuro	101
Problemas Abiertos	103
REFERENCIAS	104

INTRODUCCIÓN.

Actualmente, la detección de objetos por medio del sensado de una o varias de sus propiedades físicas, es un asunto de suma importancia dentro de diversas ramas de la actividad humana. Además, cuando esta detección logra llevarse a cabo sin que exista contacto mecánico entre el sensor y el objeto a sensar, incrementa su importancia por diversas razones, entre las que se podrían mencionar: la posibilidad de sensar objetos sin la necesidad de que éstos se encuentren a la vista, la mayor vida útil del sistema debido al desgaste menor de los elementos involucrados en el proceso de detección, etc.

Una de las propiedades físicas utilizadas con este propósito, es el comportamiento magnético de un material, cuando se aplica a éste un campo magnético específico. Una de las fuentes más comunes de campo magnético es una bobina por la que circula una corriente. La forma de onda del campo generado será similar a la de la corriente que circula por el arrollamiento o bobina; además, cuando se incrementa la magnitud de la corriente, también se incrementa la magnitud del campo.

El comportamiento magnético de un material está determinada por su estructura interna, Existen diferentes clasificaciones de materiales, dependiendo de que tan fácil pueden magnetizarse; esto es, que tan fácil pueden orientar sus elementos internos en la dirección del campo magnético con el que se excitan. Existe un instante dentro de este proceso en el cual los elementos internos del material quedan orientados en la dirección del campo y aunque éste último se incremente, el material conserva su misma respuesta, a esto se le denomina saturación magnética. Recientemente se han desarrollado aleaciones de metales

con tratamientos especiales durante su solidificación con el fin de que se logren saturar con campos magnéticos pequeños. Estas aleaciones se conocen como metales vidriosos (*glassy metals*) o aleaciones amorfas.

El objetivo de esta tesis, es construir un sistema detector de metales amorfos aprovechando sus propiedades magnéticas, más específicamente, su facilidad de saturación magnética.

En la literatura sobre el tema se encuentran algunas referencias a esta aplicación, pero solamente se refieren a que la respuesta que se genera tiene componentes armónicas; esto es, la señal de respuesta se compone de diferentes señales con frecuencias múltiplos de la frecuencia original de excitación. Así, en [1] se localiza el siguiente párrafo: "Debe mencionarse aquí que un dispositivo apagado no garantiza que no sea encontrado. Un dispositivo llamado detector de uniones no lineales emite una señal de 600 MHz con potencia alta y busca armónicas en la señal de regreso. Si el dispositivo encuentra una unión semiconductor, la presencia de armónicas indica este hecho. Es cierto que otras uniones diferentes a la semiconductor tiene aproximadamente el mismo efecto, pero existe una diferencia observable. El dispositivo encuentra aplicaciones como elemento antirrobo en tiendas grandes; el detector de artículos robados en la puerta reconoce la presencia de un diodo, el cual se encuentra fijo a los artículos". De aquí surge la idea de trabajar al material a sensar en saturación.

La importancia de esta trabajo radica en que se desarrollan algunos temas que no se encuentran disponibles en cualquier lugar, y algunos incluso son aportaciones propias del autor; como por ejemplo: el cálculo de la intensidad de campo magnético, en cualquier

punto, generado por bobinas rectangulares; el cálculo del contenido armónico de una señal senoidal que se satura en medio ciclo o en ambos ciclos dependiendo de cuanto tiempo se conserve esta saturación. Por otro lado, toda la tecnología desarrollada alrededor de esta aplicación es extranjera; por lo tanto, por medio de esta tesis se pretende ofrecer una pequeña aportación con el fin de crear nuestra propia tecnología.

El trabajo se divide en cuatro capítulos. En el primer capítulo se examina a los metales amorfos realizando una breve reseña histórica de las aleaciones amorfas; además, se establece un análisis cuantitativo y cualitativo de las propiedades magnéticas que los hacen diferentes de la mayoría de los demás materiales magnéticos. Finalmente, se enuncian algunas aplicaciones de los metales amorfos de acuerdo a su composición.

El segundo capítulo, trata acerca del cálculo de campos magnéticos producidos por bobinas, herramienta necesaria para diseñar el circuito magnético que servirá de excitador en el sistema de detección de metales amorfos. Además se analiza la generación de campos armónicos cuando se satura un material magnético.

Los dos temas anteriores sirven de base para la tercera parte del trabajo, en la cual se describen los diferentes circuitos que conforman el sistema de detección.

En el cuarto capítulo se presentan diferentes experimentos realizados con el sistema detector, así como los resultados obtenidos.

Finalmente, en las conclusiones se incluyen conclusiones generales, conclusiones experimentales, trabajo futuro y problemas abiertos generados durante el desarrollo de este trabajo.

CAPÍTULO 1 ALEACIONES AMORFAS DE METALES.

1.1 ANTECEDENTES.

Al enfriar con la rapidez suficiente una aleación metálica, no se permite la formación de su estructura cristalina normal y se constituye lo que se conoce como estructura vídiosa. Como en muchos casos de un nuevo material, los metales vídiosos se inventaron para satisfacer la curiosidad científica. Su formación vídiosa y propiedades físicas básicas, fueron de gran interés para los primeros investigadores en este campo¹. Aunque los esfuerzos para obtener ferromagnetismo en sólidos no cristalinos no se iniciaron para satisfacer necesidades prácticas específicas, su suavidad magnética se reconoció inmediatamente [2].

La formación de un momento magnético en un sistema metálico se relaciona profundamente con sus propiedades electrónicas. El primer amorfo enfriado directamente del horno lo obtuvo P. Duwez y sus colaboradores en el año de 1960. Esta primera aleación ($\text{Au}_{80}\text{Si}_{20}$)² no era estable a temperatura ambiente, por lo cual no se consideró seriamente como herramienta en aplicaciones reales. La búsqueda de estructuras amorfas estables continuó usando nuevos instrumentos de enfriado por medio de líquidos. En 1965 se inicia una nueva fase dentro de esta área, cuando se prueba con aleaciones Pd-Si (con un contenido de 15 a 23% de Si). La importancia de esta combinación radica en dos razones principales:

- a) El sistema Pd-Si presenta estabilidad a temperatura ambiente con temperaturas de

¹ Las primeras investigaciones sobre metales amorfos datan de fines de los 50's.

² Al final de este capítulo se presenta un apéndice en el cual se definen algunos conceptos utilizados en esta sección.

cristalización cercanas a 400°C

b) El elemento Pd es un metal de transición que puede reemplazarse parcialmente con otros metales de transición.

Al reemplazar al Pd por Fe y Co se observaron indicios de ordenamiento magnético. A fines de los 60's, se tenía una evidencia clara de ferromagnetismo en metales amorfs a temperaturas superiores a la del medio ambiente. Esto se comprobó a través del análisis de sus dominios ferromagnéticos, coercitividad y magnetización remanente [3].

Hasta ese momento, las aleaciones amorfas no eran consideradas seriamente en aplicaciones comerciales debido a que no existían en forma manejable (hojas o tiras). En 1975, M. C. Narasimhan aportó un descubrimiento que realzó el significado tecnológico de los metales amorfs. Fué un proceso que permitió la solidificación rápida de líquidos directamente en forma de hojas o tiras. El proceso permitía obtener aleaciones amorfas de anchos diferentes. Este fue el paso necesario para la comercialización del material y animó a desarrollos posteriores de nuevas combinaciones vidriosas. Estas nuevas aleaciones se basaron generalmente en combinaciones cercanas a $T_{80}M_{20}$, donde T es uno o más de los elementos de transición: Fe, Co, Ni, Cr, etc. y M es uno o más de los metaloides o elementos de formación vidriosa: P, B, C y Si, los cuales son necesarios para estabilizar la estructura amorfa [4].

Debido al desarrollo alcanzado, se ha hecho posible una amplia variedad de aplicaciones de los metales amorfs solidificados rápidamente. Los avances logrados en esta área, han acelerado el uso de aleaciones amorfas en aplicaciones prácticas, sustituyendo con gran éxito a una gran variedad de metales.

1.2 PROPIEDADES.

Los materiales magnéticos amorfos exhiben propiedades tecnológicas interesantes, como son coercitividad baja, permeabilidad alta, pérdidas magnéticas bajas y producción en espesores pequeños. A continuación se explicará con mayor profundidad este tipo de comportamiento.

El proceso de magnetización en materiales cristalinos y vidriosos depende de la rotación y movimiento de las paredes de los dominios magnéticos. Para obtener bajas coercitividades el material debe ser estructuralmente homogéneo y magnéticamente isotrópico.

Las inhomogeneidades de la estructura atómica actúan como centros de sujeción, los cuales impiden el movimiento de las paredes de los dominios. La anisotropía magnética se opone directamente a la rotación de los dominios y contribuye adicionalmente a la energía de las paredes de los dominios.

En la tabla 1.1 se muestra una comparación de las anisotropías magnéticas y las inhomogeneidades estructurales y su importancia para el proceso de magnetización en metales amorfos, metales cristalinos y ferritas [5].

La principal contribución a las anisotropías magnéticas son la anisotropía magneto-cristalina K_1 , la anisotropía uniaxial K_u , (la cual se induce cuando en la etapa de recocido del material se le aplica un campo magnético o un esfuerzo mecánico) y la anisotropía magnetoelástica, la cual es el resultado de esfuerzos internos o externos.

Las inhomogeneidades estructurales pueden dividirse en inhomogeneidades de bloque e irregularidades de superficie. En metales cristalinos y ferritas, la principal inhomogeneidad proviene de la estructura granular de bloque. Como una consecuencia de esta

inhomogeneidad, el campo coercitivo H_c a menudo se incrementa con decrementos del diámetro del grano.

	Metales Cristalinos	Ferritas	Metales Amorfos
<u>Anisotropías</u>			
Magneto Cristalina (K_1)	++	++	-
Magnetoelástica	+	+	+
Inducida (K_u)	+	+	++
<u>Inhomogeneidades</u> (bloque)			
Fronteras entre granos	+ +	+ +	-
Porosidades	-	+ +	-
Defectos de retícula	+	+	?
<u>Superficie</u>			
Rugosidad	+	-	+

Tabla 1.1 Comparación de la importancia relativa para el proceso de magnetización de anisotropías e inhomogeneidades estructurales .

En los materiales amorfos no existe estructura granular, por lo tanto el campo coercitivo no se incrementa con esta contribución.

La orientación de la anisotropía magnética inducida en las aleaciones afecta directamente la forma de la curva de histéresis y el comportamiento magnético a altas frecuencias.

En general, las propiedades magnéticas típicas de los metales amorfos pueden resumirse de la manera siguiente [4].

Los campos coercitivos son generalmente débiles, menores a 0.1 Oe; las curvas de histéresis en corriente directa (C. D.) muestran pasos grandes, los cuales sugieren una magnetización inversa por el movimiento de un número de paredes de dominios relativamente pequeño. Estos pasos desaparecen a frecuencias superiores a 5 Hz., y el campo coercitivo se incrementa debido a las corrientes parásitas o de Foucault (*eddy currents*) generadas por movimiento de las paredes de los dominios.

La magnetostricción, en aleaciones basadas en Fe, es positiva y toma valores cercanos a 30×10^{-6} , aunque las composiciones basadas en Co tienen magnetostricción negativa. Al aplicar esfuerzos de tensión elásticos a composiciones con magnetostricción positiva, se incrementa su remanencia, permeabilidad y en algunos casos el campo coercitivo. Aunque el mejoramiento debido a los esfuerzos elásticos es reversible, y desaparece cuando se elimina el esfuerzo, pueden hacerse permanentes ciertas mejoras si durante la etapa de recocido se aplican esfuerzos mecánicos o campos magnéticos.

Actualmente, la compañía Allied Chemical Corporation, con sede en Morristown N. J., se dedica a la comercialización de estas aleaciones con el nombre comercial de Metglas. El material se prepara en forma de tiras de aproximadamente 0.033 mm de espesor. A

continuación se muestra la traducción textual de dos boletines técnicos de dicha compañía en la cual se muestran las especificaciones de dos aleaciones amorfas basadas en cobalto.

Aleación Magnética METGLAS 2714A.

La aleación magnética METGLAS 2714A es una aleación basada en cobalto, la cual se caracteriza por pérdidas magnéticas extremadamente bajas y permeabilidad muy alta. La fuerza coercitiva baja de esta aleación la hace ideal para aplicaciones en fuentes de potencia conmutadas tales como amplificadores magnéticos, núcleos supresores de ruido semiconductores y transformadores de alta frecuencia. También puede utilizarse en transformadores de acoplamiento de alta sensibilidad y transformadores de corriente ultra sensibles.

La aleación 2714A tiene magnetostricción cercana a cero, alta resistencia a la corrosión y alta insensibilidad a esfuerzos mecánicos. Estas propiedades la hacen útil para sensado y transducción.

Sus propiedades generales y características se enlistan a continuación.

Electromagnéticas.

Inducción de saturación (Teslas).....0.57

Máxima permeabilidad en C.D. (μ):

Recocida.....1000000

As Cast.....>80000

Magnetostricción en saturación (ppm).....>1

Resistividad eléctrica (μ -ohm-cm).....142

Temperatura de Curie ($^{\circ}$ C).....225

Físicas

Densidad (g/cc).....7.59

Dureza de Vicker (Carga de 950 g).....960

Esfuerzo de tensión (MN/m^2).....1000-1700

Módulo de elasticidad (GN/m^3).....100-110

Factor de laminación (%).....>75

Expansión térmica ($\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$).....12.7

Temperatura de cristalización ($^{\circ}$ C).....550

Temperatura de servicio continuo ($^{\circ}$ C).....90

En la figura 1.1 se muestran las curvas de histéresis típicas del material del material para diversos tratamientos térmicos; en la figura 1.2 se muestran sus curvas de impedancia de permeabilidad típicas y en la figura 1.3 se muestran sus curvas típicas de pérdidas en el núcleo.

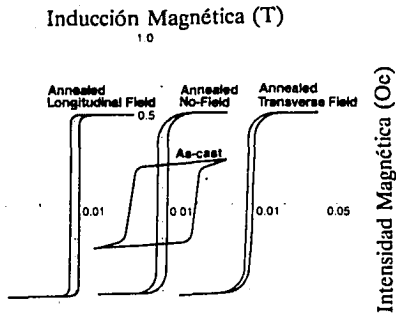


Figura 1.1 Curvas de histéresis típicas de la aleación METGLAS 2714A (corriente directa).

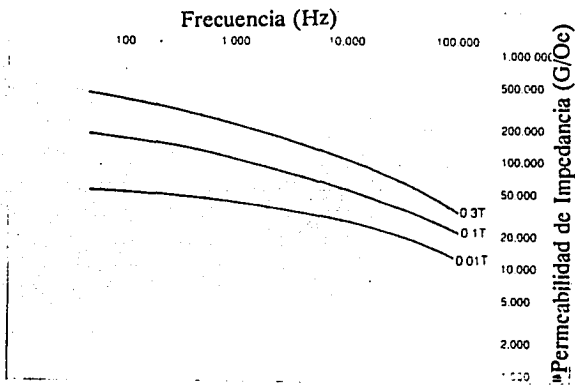


Figura 1.2 Curvas de permeabilidad típicas de la aleación METGLAS 2714A.

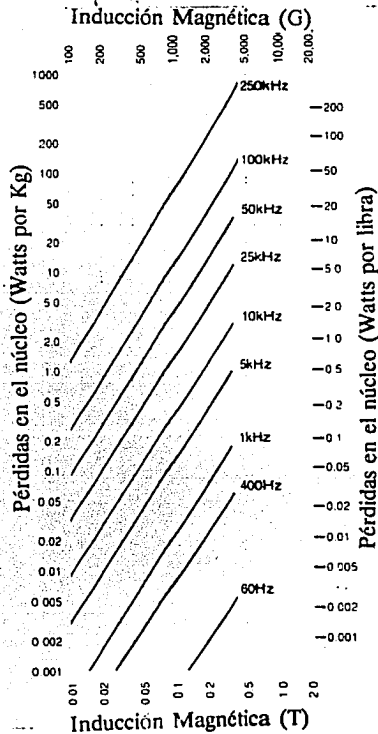


Figura 1.3 Curvas de pérdidas en el núcleo de la aleación METGLAS 2714A.

Aleación magnética METGLAS 2705M

La aleación METGLAS 2705M es una aleación basada en cobalto la cual se caracteriza por su magnetostricción cercana a cero y su alta permeabilidad en C.D. sin necesidad de

recocido. Estas propiedades, en combinación con su resistencia alta a la tensión, permiten usar a esta aleación como sensor magnético. La alta permeabilidad de la aleación 2705M para campos de baja intensidad la convierte en un excelente material de blindaje flexible. A continuación se muestran sus propiedades generales y características.

Electromagnéticas.

Inducción de saturación (Teslas).....	0.77
Máxima permeabilidad en C.D. (μ):	
Recocida.....	600000
As Cast.....	290000
Magnetostricción en saturación (ppm).....	<1
Resistividad eléctrica (μ -ohm-cm).....	136
Temperatura de Curie ($^{\circ}$ C).....	365

Físicas

Densidad (g/cc).....	7.80
Dureza de Vicker (Carga de 950 g).....	900
Esfuerzo de tensión (MN/m^2).....	1000-1700
Módulo de elasticidad (GN/m^3).....	100-110
Factor de laminación (%).....	> 75
Expansión térmica (ppm/ $^{\circ}$ C).....	12.1
Temperatura de cristalización ($^{\circ}$ C).....	520
Temperatura de servicio continuo ($^{\circ}$ C).....	90

A continuación se muestran las curvas típicas del material. En la figura 1.4 se muestra la curva típica de pérdidas en el núcleo, en la figura 1.5 se muestra su curva de histéresis en C.D., en la figura 1.6 se muestran sus curvas de permeabilidad y finalmente en la figura 1.7 se observa su curva de magnetización inicial.

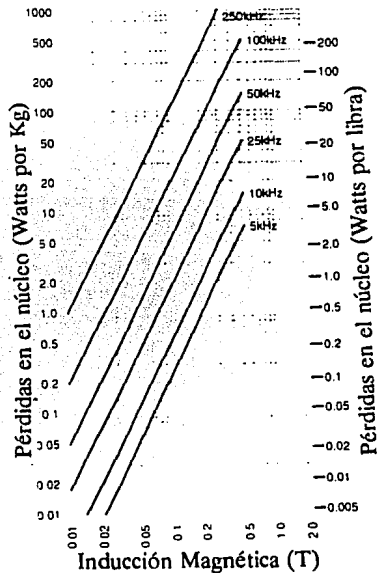


Figura 1.4 Curvas de pérdidas en el núcleo de la aleación METGLAS 2705M.

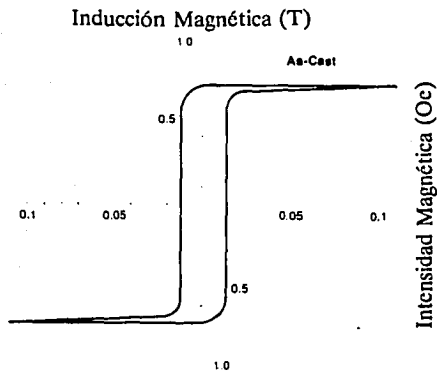


Figura 1.5 Curva de histéresis en C.D. de la aleación METGLAS 2705M.

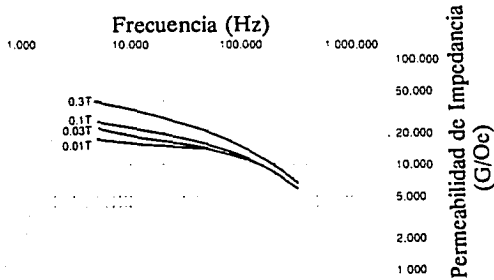


Figura 1.6 Curvas de permeabilidad de la aleación METGLAS 2705M.

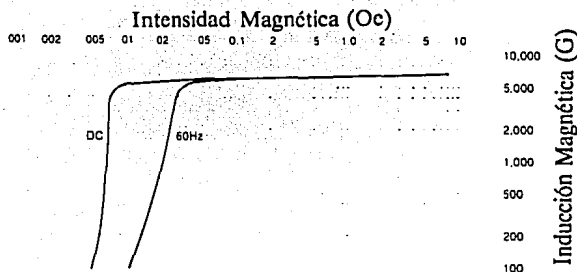


Figura 1.7 Curvas de magnetización inicial de la aleación METGLAS 2705M.

1.3 APLICACIONES.

Las aplicaciones de las aleaciones amorfas están muy ligadas a su composición. Actualmente existen tres grupos principales de aleaciones amorfas metal-metaloides disponibles en el mercado.

- Aleaciones basadas en Fe con alta polarización de saturación y remarcadas propiedades magnéticas suaves.
- Aleaciones basadas en Fe-Ni con polarización de saturación intermedia y propiedades magnéticas suaves excelentes.
- Aleaciones basadas en Co con magnetostricción cercana a cero y propiedades magnéticas suaves excelentes, combinadas con una insensibilidad única a esfuerzos mecánicos.

Dependiendo de su composición, los metales amorfos se utilizan en diversas áreas de la industria, a continuación se presentan aplicaciones relacionadas con el sensado.

Sensores y transductores

Los sensores basados en metales amorfos se clasifican en dos grandes grupos: magnetómetros que usan aleaciones con magnetostricción cero y sensores de esfuerzo que usan aleaciones con magnetostricción alta. A su vez, estos últimos sensores se pueden clasificar en tres tipos: sensores que utilizan el efecto de propagación del ultrasonido, sensores que utilizan el efecto esfuerzo-magnetismo y sensores que utilizan el efecto Barkhausen o Matteucci. La anticorrosividad de las aleaciones con magnetostricción cero representan otra ventaja para el diseño de sensores. Lo anterior puede esquematizarse de la siguiente forma [6]:

SENSORES CON METALES AMORFOS

Magnetostricción alta.

Ultrasónico

- Sensor de distancia.
- Sensor de solidificación de líquidos.
- Sensor de presión.

Efecto esfuerzo-magnetismo

- Sensor de par torsor.
- Sensor de fuerza.
- Sensor de choque.

Efecto Barkhausen (Biestables).

- Generador de pulsos

- Codificador
- Sensor de proximidad.

Magnetostricción cero

- Magnetómetro.
- Sensor de flujo.
- Sensor de corriente.
- Sensor de proximidad.

Se ha subrayado esta última aplicación debido a que representa una aplicación de la generación de armónicas a través de metales amorfos.

A continuación se presentan algunas referencias a la aplicación antes mencionada.

"Se emplean tiras magnetizadas de material amorfo para monitorear el uso de libros en bibliotecas y proporcionar protección antirrobo de artículos y productos de costo elevado en tiendas. Esto hace posible un sistema de seguridad transparente al usuario.

La alta permeabilidad y gran flexibilidad son las características esenciales del material para esta aplicación. Para evitar alteraciones en el desempeño, debido a esfuerzos mecánicos, se utilizan aleaciones basadas en Co con magnetostricción cero" [7].

"Cuando un campo magnético alterno excita a un elemento ferromagnético, el flujo resultante tiene un alto contenido armónico (frecuencias múltiplos de la frecuencia de excitación) debido al comportamiento no lineal de la curva B-H. Esto puede usarse como marca de identificación en un sistema de detección, en el cual se utiliza una de las

armónicas" [8].

En la figura 1.8 [9] se muestra las curvas de magnetización en C.D. de diferentes materiales magnéticos. En esta figura se puede apreciar que para llevar a la saturación a una aleación cristalina es necesario un campo mayor a 0.1 Oe, mientras que para las aleaciones amorfas basadas en cobalto (figura 1.1 y figura 1.5) se necesitan intensidades de campo menores a 0.1 Oe.

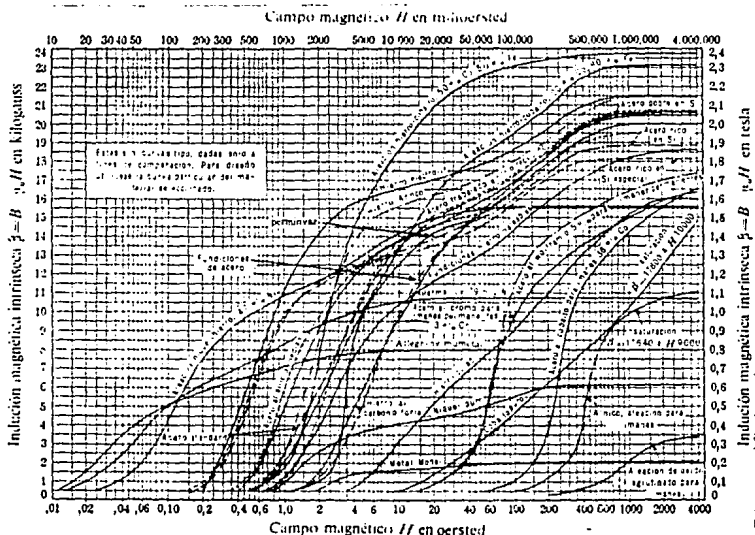


Figura 1.8 Curvas de imanación normal en C.D. para diversos materiales magnéticos.

APÉNDICE AL CAPÍTULO 1

En esta sección se definen algunos términos y símbolos utilizados en el capítulo precedente, a manera de resumen y sólo para conveniencia del lector.

SIMBOLOS QUÍMICOS.

A continuación de la abreviatura se coloca el significado de cada símbolo.

Au: Oro Fe: Hierro Cr: Cromo

Si: Silicio Co: Cobalto P: Fósforo

Pd: Plomo Ni: Niquel B: Boro

C: Carbono

TERMINOS RELACIONADOS CON LA TEORÍA ELECTROMAGNÉTICA [10].

Momento magnético, dominios, paredes de dominios y ferromagnetismo.

Las partículas mas pequeñas que intervienen en el comportamiento magnético de un material son las componentes del átomo; es decir, el núcleo y los electrones asociados a él. El tamaño superior inmediato es el de los átomos. Mayores que los átomos son los *dominios*, que son partículas subcristalinas, de forma y tamaño variable delimitadas por fronteras llamadas *paredes de dominios*, de volumen del orden de 10^{-9} cm³ y cada uno contiene 10^{15} átomos aproximadamente. Un cristal contiene un número de dominios que varía entre

límites muy amplios y las muestras de materiales magnéticos suelen contener, salvo en casos muy especiales, muchos cristales.

En el átomo, los electrones se mueven en torno al núcleo más pesado y al mismo tiempo cada electrón, así como el núcleo, giran en torno a un eje propio. Un electrón giratorio tiene definido un momento de la cantidad de movimiento (momento cinético) y un *momento magnético*. En el electrón, los momentos generados por cada una de las dos fuentes son de sentidos opuestos fuera del núcleo y del mismo sentido dentro del núcleo. Un electrón en un átomo tiene, además de los momentos debidos al giro en torno a su eje, un momento cinético y un momento magnético debidos a su movimiento en la órbita. El *momento magnético* total de un átomo es la suma vectorial de todas las componentes de sus momentos magnéticos.

El paralelismo de los momentos atómicos en la estructura cristalina se extiende a un volumen limitado del cristal ferromagnético. Cuando un cristal no está imanado en conjunto, existen en él regiones diminutas próximas entre sí llamadas *dominios* las cuales están totalmente imanadas; sin embargo, cada una de estas regiones tiene un momento magnético en una dirección diferente y la resultante de todas ellas extendida a un cristal es nula.

Toda sustancia constituida por estos dominios saturados e imanados espontáneamente se dice que posee *ferromagnetismo*.

Magnetostricción.

Las deformaciones de materiales magnéticos en presencia de un campo magnético están estrechamente relacionadas con ciertos aspectos de la teoría del ferromagnetismo. Por

ejemplo, las fuerzas magnéticas en un cristal debidas a los giros de los electrones están equilibradas por las fuerzas eléctricas debidas a la carga de los electrones. Al volverse a ordenar los vectores magnéticos se perturba el equilibrio entre las fuerzas magnéticas y eléctricas. En consecuencia, se observará una variación en las dimensiones físicas del material. Este fenómeno es uno de los muchos efectos relacionados con deformaciones mecánicas o magnéticas y que reciben colectivamente el nombre de *magnetostricción*. Cuando la longitud del material crece al aumentar la imanación se habla de *magnetostricción positiva*, mientras que cuando la longitud disminuye al incrementar la imanación se habla de *magnetostricción negativa*. Los valores límites de la magnetostricción se presentan simultáneamente con la saturación magnética del material.

Efecto Barkhausen

La aplicación de un campo magnético exterior agranda, en primer lugar, a los dominios cuyos momentos magnéticos se orientan según el campo aplicado y reduce el tamaño de los dominios adyacentes cuyos momentos magnéticos están orientados en direcciones menos favorables. El efecto del engrandecimiento de los dominios sobre el estado magnético del material, según puede observarse exteriormente (en forma experimental), es muy pequeño y solamente predomina en casos de campos aplicados muy pequeños.

Al aumentar el campo aplicado hasta alcanzar valores que no sean ya demasiado pequeños, aparece un segundo efecto, en el cual los momentos magnéticos de los dominios se orientan en la dirección del eje privilegiado del cristal más próximo a la dirección del campo aplicado. Este efecto tiene lugar, no por reorientación del dominio como un cuerpo

rígido, sino por reorientación de los ejes de giro de los electrones interiores al dominio que pasan de una dirección estable a otra también estable. En todo el interior de un dominio, esta reorientación de los giros tiene lugar simultáneamente. Al ir aumentando el campo desde valores muy pequeños, la inducción magnética B crece por saltos finitos, según puede observarse experimentalmente, correspondiendo cada salto a la reorientación de giros de un dominio. Este crecimiento por escalones se conoce con el nombre de *efecto Barkhausen*. En la figura A.1 se ilustran las tres regiones de imanación: a) desplazamiento del límite, b) cambio brusco de orientación (efecto Barkhausen, en el círculo se muestra el comportamiento amplificado) y c) cambio lento de orientación.

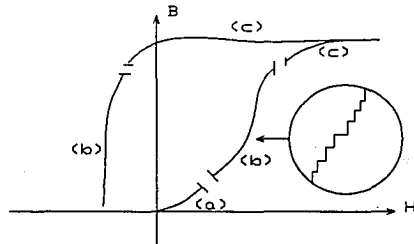


Figura A.1 Regiones de imanación de un material.

Magnetización, remanencia y coercitividad.

Cada corriente atómica es un pequeño circuito cerrado de dimensiones atómicas y puede, por lo tanto, describirse apropiadamente como un dipolo magnético.

Sea m_i el momento magnético del i -ésimo átomo. Se definirá ahora una cantidad macroscópica, la magnetización M , sumando vectorialmente todos los momentos dipolares

de un elemento de volumen pequeño Δv , y luego se divide el resultado entre Δv ; la cantidad resultante \underline{M} se denomina como momento dipolar magnético por unidad de volumen o simplemente *magnetización*.

$$\underline{M} = \lim_{\Delta v \rightarrow 0} \frac{1}{\Delta v} \sum_i \underline{m}_i \quad \text{A.1}$$

Para muchos problemas dentro de la teoría electromagnética es esencial tener una relación entre \underline{B} (inducción magnética) y \underline{H} (intensidad de campo magnético)³, o, equivalentemente, una relación entre \underline{M} y uno de los vectores del campo magnético. Estas relaciones dependen de la naturaleza del material magnético y se obtienen experimentalmente.

En una extensa clase de materiales, existe una relación aproximadamente lineal entre \underline{M} y \underline{H} . Si el material es isotrópico así como lineal,

$$\underline{M} = \chi_m \underline{H} \quad \text{A.2}$$

donde χ_m se llama susceptibilidad magnética. Si la susceptibilidad magnética es negativa, el material es diamagnético y la inducción magnética se debilita por la presencia del material. Si la susceptibilidad magnética es positiva, el material es paramagnético y la inducción magnética se refuerza por la presencia del material. Generalmente, χ_m es bastante pequeña para materiales diamagnéticos y paramagnéticos; es decir,

$$|\chi_m| < 1 \quad \text{Para materiales diamagnéticos y paramagnéticos} \quad \text{A.3}$$

Una relación lineal entre \underline{M} y \underline{H} implica también una relación lineal entre \underline{B} y \underline{H} :

³ En el siguiente capítulo se analizan más a fondo los vectores \underline{B} y \underline{H} .

$$B = \mu H$$

A.4

donde μ es la permeabilidad.

Los ferromagnéticos forman otra clase de material magnético. Dicho material se caracteriza por una posible magnetización permanente y por el hecho de que su presencia tiene generalmente un efecto profundo sobre la inducción magnética. Lo cual significa que posee una susceptibilidad magnética muy alta.

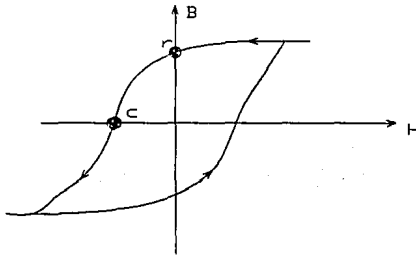


Figura A.2 Curva de histéresis típica de un material ferromagnético.

La curva de la figura A.2 se llama curva de histéresis del material. El valor de B en el punto r se llama inducción remanente o *remanencia*; la magnitud de H en el punto c se llama campo coercitivo o *coercitividad* del material. La inducción remanente es la inducción magnética que se mantiene en el material ferromagnético al hacer cero el campo magnético externo con el que se excita. El campo coercitivo es el campo desmagnetizante que es necesario aplicar a un material para que su inducción sea cero.

Materiales magnéticamente suaves.

Las características que deben poseer los materiales para considerarse *magnéticamente*

suaves son: (a) pérdidas por histéresis bajas, las cuales resultan de la fricción interna durante su ciclo magnético; (b) pérdidas por corrientes de Foucault bajas, las cuales se deben a las corrientes inducidas por los cambios en el flujo; (c) permeabilidad magnética alta y algunas veces constante cuando se excita con campos de intensidad baja; (d) valores de saturación altos; (e) variación mínima o definida en su permeabilidad con respecto a cambios de temperatura y (f) pueden magnetizarse y desmagnetizarse fácilmente [9].

CAPÍTULO 2 GENERACIÓN DE CAMPOS MAGNÉTICOS

A continuación se presenta un breve repaso sobre la generación de campos magnéticos y el cálculo de sus intensidades. Esto es necesario para diseñar un circuito generador de campo que se utilizará más adelante.

2.1 FUERZA ENTRE DOS CIRCUITOS

Dos lazos de corriente cercanos C y C' por los que circulan corrientes directas I e I' respectivamente (figura 2.1), experimentan una fuerza física. La fuerza total resultante que el circuito C' ejerce sobre el circuito C se determina a través de la ley experimental de Ampere (ecuación 2.1) [11]

$$F_{C'-C} = - \frac{\mu}{4\pi} \oint_C \oint_{C'} \frac{Id\mathbf{s} \times (I'd\mathbf{s}' \times \hat{R})}{R^2} \quad 2.1$$

donde $Id\mathbf{s}$ e $I'd\mathbf{s}'$ son los elementos de corriente, cuya posición se determina por los vectores \mathbf{r} y \mathbf{r}' , respectivamente, con respecto a un origen arbitrario (figura 2.1). Por otro lado, el vector de posición relativa \mathbf{R} se define como $\mathbf{R} = \mathbf{r} - \mathbf{r}'$, μ es la permeabilidad del medio entre los circuitos, para el caso del espacio libre $\mu = \mu_0$, donde $(\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ Newton/Ampere)¹ y \hat{R} es el vector unitario del vector de posición relativa \mathbf{R} .

Al desarrollar la ecuación 2.1 [11] se obtiene la ecuación 2.2

¹ A partir de aquí se supondrá que el medio es el espacio libre.

$$F_{C'-C} = \frac{\mu_0 I' I}{4\pi} \oint_{C'} \oint_C \frac{(d\mathbf{s}' \cdot d\mathbf{s}') \hat{R}}{R^2} \quad 2.2$$

a través de la ecuación 2.2 puede observarse que $F_{C \rightarrow C'}$ es igual a $F_{C' \rightarrow C}$ a excepción del

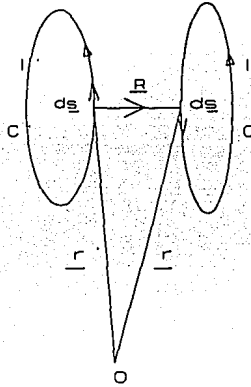


Figura 2.1 Fuerza entre dos circuitos por los que circula corriente.

factor \hat{R} , el cual cambia de signo. Esto significa que la fuerza es de la misma intensidad y dirección opuesta (principio de reciprocidad). Si existen varios circuitos que interactúan sobre C, la fuerza de cada uno de ellos está dada por la ecuación 2.1 y la fuerza total es la suma de todas las contribuciones, esto es:

$$F_C = \text{Fuerza total sobre } C = \sum_{C'} F_{C' \rightarrow C}$$

2.2 INDUCCIÓN E INTENSIDAD MAGNÉTICA

La ecuación (2.1) puede reescribirse como:

$$F_{c'-c} = \oint_C Id\mathbf{s} \times \left(\frac{\mu_0}{4\pi} \oint_{C'} \frac{I'd\mathbf{s}' \times \mathbf{R}}{R^3} \right) \quad 2.3$$

el factor entre paréntesis es independiente del elemento de corriente $Id\mathbf{s}$ en la posición \mathbf{r} , pero depende de la distribución de los otros elementos de corriente con respecto a $Id\mathbf{s}$.

Representando la cantidad entre paréntesis por $\underline{B}(\mathbf{r})$, se obtiene la ecuación 2.4:

$$\underline{B}(\mathbf{r}) = \frac{\mu_0}{4\pi} \oint_{C'} \frac{I'd\mathbf{s}' \times \mathbf{R}}{R^3} \quad 2.4$$

\underline{B} se conoce como inducción magnética, densidad de flujo magnético o simplemente campo B, el cual puede calcularse aún si en la posición \mathbf{r} no se encuentra un elemento de corriente sobre el que se ejerza una fuerza. La inducción magnética tiene unidades de Teslas (T) en el S.I; a menudo se utiliza la unidad Gauss, la cual equivale a 1×10^{-4} T. La inducción magnética B es una característica cuantitativa de la densidad de campo, esencialmente el número de líneas de campo que pasan a través de una unidad de área perpendicular a ellas.

La intensidad de campo magnético o campo \underline{H} , se define a través de la inducción magnética como lo indica la ecuación 2.5

$$\underline{H} = \frac{\underline{B}}{\mu_0} \quad 2.5$$

por lo tanto, a partir de las ecuaciones 2.4 y 2.5 se obtiene:

$$\mathbf{H}(\mathbf{r}) = \frac{1}{4\pi} \oint_{C'} \frac{I' d\mathbf{s}' \times \mathbf{R}}{R^3} \quad 2.6$$

La unidad de intensidad de campo magnético en el S.I. es Ampere por metro (A/m), pero a menudo se utiliza la unidad Oersted (Oe), $1 \text{ A/m} = 4\pi \times 10^{-3} \text{ Oe}$.

Si existe más de un circuito fuente, \mathbf{H} es el resultado de la suma vectorial de las contribuciones de cada circuito, esto es:

$$\mathbf{H}_{total} = \mathbf{H}(C) = \sum_i \frac{1}{4\pi} \oint_{C'} \frac{I' d\mathbf{s}_i \times \hat{\mathbf{R}}_i}{R_i^2} \quad 2.7$$

donde $\mathbf{R}_i = \mathbf{r} - \mathbf{r}_i$ representa la posición relativa del punto \mathbf{r} (posición donde se calcula el campo) con respecto a cada uno de los elementos de corriente del i -ésimo circuito.

La ecuación 2.6 puede interpretarse como el total de las contribuciones $d\mathbf{H}(\mathbf{r})$ a la intensidad de campo magnético total producida por el elemento $I'ds'$ localizado en el punto \mathbf{r}' , esto es:

$$d\mathbf{H}(\mathbf{r}) = \frac{1}{4\pi} \frac{I' d\mathbf{s}' \times \mathbf{R}}{R^3} \quad 2.8$$

A través de la ecuación 2.8, conocida como la ley de Biot-Savart [12], se observa que la dirección de la intensidad de campo magnético es normal al plano que contiene al elemento diferencial de corriente y a la recta que va del circuito al punto donde se calcula el campo y tiene intensidad máxima para un campo perpendicular a $d\mathbf{s}'$.

Si la fuente de corriente se describe por su densidad de corriente volumétrica $\mathbf{J}'(\mathbf{r}')$, el campo \mathbf{H} y su diferencial $d\mathbf{H}$ se describen a través de las ecuaciones 2.9 y 2.10 respectivamente, donde la integral se toma sobre el volumen entero V' .

$$H(r) = \frac{1}{4\pi} \int_{V'} \frac{J'(r') \times \hat{R}}{R^2} d\tau' \quad 2.9$$

$$dH(r) = \frac{1}{4\pi} \frac{J'(r') \times \hat{R}}{R^2} d\tau' \quad 2.10$$

Si la fuente de corriente se describe a través de las corrientes de superficie $K'(r')$, el campo $H(r)$ y su diferencial dH se obtienen a través de las ecuaciones 2.11 y 2.12 respectivamente.

$$H(r) = \frac{1}{4\pi} \int_{S'} \frac{K'(r') \times \hat{R}}{R^2} da' \quad 2.11$$

$$dH(r) = \frac{1}{4\pi} \frac{K'(r') \times \hat{R}}{R^2} da' \quad 2.12$$

Si se presentan todas las fuentes anteriores simultáneamente, el campo total H en un punto dado, es la suma de todas las contribuciones; es decir, la suma de las expresiones 2.6, 2.9 y 2.11.

2.3 CAMPO MAGNÉTICO GENERADO POR UN CONDUCTOR RECTO DE LONGITUD FINITA.

Considérese una corriente directa I fluyendo a través de un conductor. Se establece un

sistema cartesiano de coordenadas XYZ. El conductor, de longitud $2b$, es paralelo al eje X y su centro se localiza en el punto $(0,-a,0)$ como lo muestra la figura 2.2.

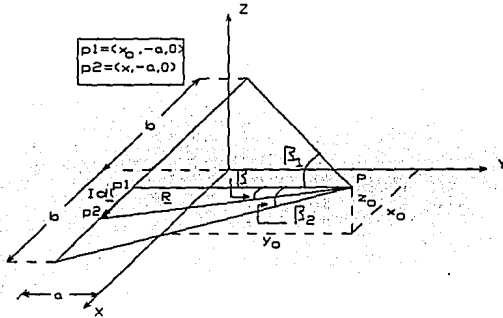


Figura 2.2 Campo magnético generado por un conductor recto.

A continuación se calcula el campo \underline{H} en el punto P de coordenadas (x_0, y_0, z_0) .

A partir de la ecuación 2.8, puede encontrarse la diferencial del campo \underline{H} producido en el punto P, esto es:

$$d\mathbf{H} = \frac{I d\mathbf{l} \times \hat{\mathbf{R}}}{4\pi R^2} \quad 2.13$$

donde:

$$d\vec{l} = d(x - x_o) \hat{a}_x$$

$$\hat{R} = \frac{(x - x_o) \hat{a}_x + (y_o + a) \hat{a}_y + z_o \hat{a}_z}{[(x - x_o)^2 + (y_o + a)^2 + z_o^2]^{1/2}} \quad 2.14$$

aplicando el producto cruz:

$$d\vec{l} \times \hat{R} = \frac{[(y_o + a) \hat{a}_z - z_o \hat{a}_y] d(x - x_o)}{[(x - x_o)^2 + (y_o + a)^2 + z_o^2]^{1/2}} \quad 2.15$$

de la figura se observa que

$$(x - x_o) = [(y_o + a)^2 + z_o^2]^{1/2} \tan \beta$$

$$d(x - x_o) = [(y_o + a)^2 + z_o^2]^{1/2} \sec^2 \beta d\beta \quad 2.16$$

$$R = \frac{x - x_o}{\text{sen} \beta} = \frac{[(y_o + a)^2 + z_o^2]^{1/2}}{\cos \beta}$$

Sustituyendo las ecuaciones 2.15 y 2.16 en 2.13 se obtiene

$$dH = \frac{I \cos \beta d\beta}{4\pi} \frac{[(y_o + a) \hat{a}_z - z_o \hat{a}_y]}{[(y_o + a)^2 + z_o^2]^{1/2}} \quad 2.17$$

si se define dH_1 , a través de la ecuación 2.18

$$dH_1 = \frac{I}{4\pi} \frac{\cos \beta d\beta}{[(y_o + a)^2 + z_o^2]^{1/2}} \quad 2.18$$

H_1 , que es la magnitud del campo en el punto P, se obtiene al integrar la expresión anterior,

esto es:

$$H_1 = \frac{I}{4\pi} [(y_0 + a)^2 + z_0^2]^{-1/2} \int_{\beta_1}^{\beta_2} \cos \beta \, d\beta \quad 2.19$$

Al aplicar la integral se obtiene

$$H_1 = \frac{I}{4\pi} \frac{(\text{sen } \beta_1 - \text{sen } \beta_2)}{[(y_0 + a)^2 + z_0^2]^{-1/2}} \quad 2.20$$

Esta igualdad expresa la magnitud del campo H_1 , donde β_1 y β_2 son los ángulos subtendidos por el radio del punto P a los extremos del conductor portador de corriente.

Los senos de los ángulos pueden expresarse como

$$\begin{aligned} \text{sen } \beta_2 &= \frac{b - x_0}{[(b - x_0)^2 + (y_0 + a)^2 + z_0^2]^{1/2}} \\ \text{sen } \beta_1 &= \frac{-(b + x_0)}{[(b + x_0)^2 + (y_0 + a)^2 + z_0^2]^{1/2}} \end{aligned} \quad 2.21$$

Sustituyendo las expresiones anteriores en la ecuación 2.20, se obtiene finalmente la magnitud del campo H_1 .

$$H_1 = \frac{I}{4\pi [(y_0 + a)^2 + z_0^2]^{1/2}} \left[\frac{b - x_0}{[(b - x_0)^2 + (y_0 + a)^2 + z_0^2]^{1/2}} + \frac{b + x_0}{[(b + x_0)^2 + (y_0 + a)^2 + z_0^2]^{1/2}} \right] \quad 2.22$$

La dirección del campo \underline{H} es normal al plano que forman el conductor y \underline{R} , y también al eje X; por lo tanto \underline{H} sólo tiene componentes en el plano YZ, éstas son:

$$H_y = H_1 \frac{(-z_0)}{[(y_0 + a)^2 + z_0^2]^{3/2}} \quad 2.23$$

$$H_z = H_1 \frac{(y_0 + a)}{[(y_0 + a)^2 + z_0^2]^{3/2}}$$

2.4 CAMPO MAGNÉTICO GENERADO POR UNA BOBINA RECTANGULAR.

Sea una bobina rectangular de N vueltas, de lados $2a$ y $2b$ (figura 2.3) localizada en el plano XY cuyo centro se encuentra en el origen. Para calcular el campo magnético generado por la bobina en el punto $P(x_0, y_0, z_0)$, pueden utilizarse las ecuaciones 2.22 y 2.23. El campo en el punto P es la suma de las cuatro contribuciones de cada uno de los lados de la bobina, esto es

$$\mathbf{H} = \sum_{i=1}^4 \mathbf{H}_i \quad 2.24$$

donde \mathbf{H}_i es el campo magnético generado por el i -ésimo lado de la bobina. A partir de la ecuación 2.22, se obtiene la magnitud del campo generado por cada uno de los lados de la bobina en el punto P (ecuación 2.25).

$$\begin{aligned}
 H_1 &= \frac{NI}{4\pi[(y_0 - a)^2 + z_0^2]^{1/2}} \left[\frac{b - x_0}{[(b - x_0)^2 + (y_0 - a)^2 + z_0^2]^{1/2}} + \frac{b + x_0}{[(b + x_0)^2 + (y_0 - a)^2 + z_0^2]^{1/2}} \right] \\
 H_2 &= \frac{NI}{4\pi[(x_0 + b)^2 + z_0^2]^{1/2}} \left[\frac{a - y_0}{[(b + x_0)^2 + (a - y_0)^2 + z_0^2]^{1/2}} + \frac{a + y_0}{[(b + x_0)^2 + (a + y_0)^2 + z_0^2]^{1/2}} \right] \\
 H_3 &= \frac{NI}{4\pi[(y_0 + a)^2 + z_0^2]^{1/2}} \left[\frac{b - x_0}{[(b - x_0)^2 + (y_0 + a)^2 + z_0^2]^{1/2}} + \frac{b + x_0}{[(b + x_0)^2 + (y_0 + a)^2 + z_0^2]^{1/2}} \right] \\
 H_4 &= \frac{NI}{4\pi[(x_0 - b)^2 + z_0^2]^{1/2}} \left[\frac{a - y_0}{[(b - x_0)^2 + (a - y_0)^2 + z_0^2]^{1/2}} + \frac{a + y_0}{[(b - x_0)^2 + (a + y_0)^2 + z_0^2]^{1/2}} \right]
 \end{aligned} \tag{2.25}$$

A continuación, tomando en cuenta el sentido de la corriente, se encuentran las componentes del campo.

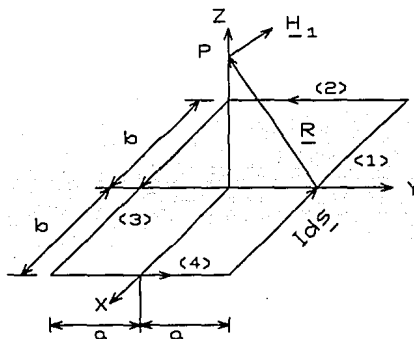


Figura 2.3 Campo magnético generado por una bobina rectangular.

Los lados de las bobinas paralelos al eje X tienen componentes en el plano YZ, mientras

que las paralelas al eje Y tienen componentes en el plano XZ;

para el eje Z

$$\begin{aligned}
 H_{1z} &= \frac{-H_1(y_0 - a)}{[(y_0 - a)^2 + z_0^2]^{1/2}} & H_{2z} &= \frac{H_2(x_0 + b)}{[(x_0 + b)^2 + z_0^2]^{1/2}} \\
 H_{3z} &= \frac{H_3(y_0 + a)}{[(y_0 + a)^2 + z_0^2]^{1/2}} & H_{4z} &= \frac{-H_4(x_0 - b)}{[(x_0 - b)^2 + z_0^2]^{1/2}}
 \end{aligned}
 \tag{2.26}$$

para el eje Y

$$\begin{aligned}
 H_{1y} &= \frac{H_1 z_0}{[(y_0 - a)^2 + z_0^2]^{1/2}} & H_{3y} &= \frac{-H_3 z_0}{[(y_0 + a)^2 + z_0^2]^{1/2}}
 \end{aligned}
 \tag{2.27}$$

para el eje X

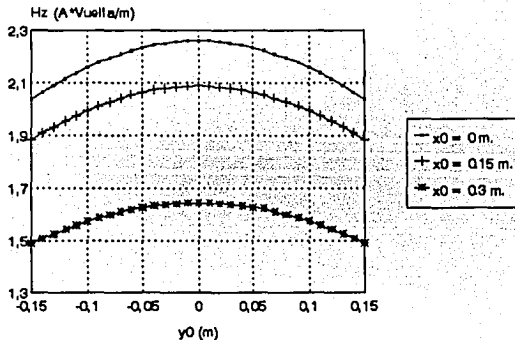
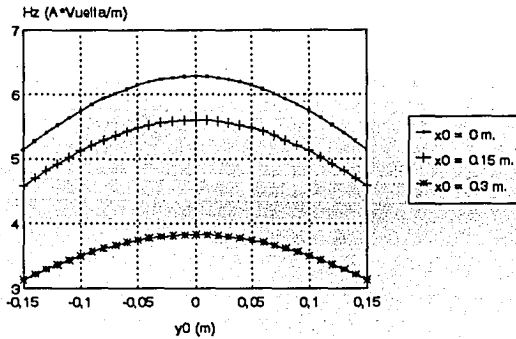
$$\begin{aligned}
 H_{2x} &= \frac{-H_2 z_0}{[(x_0 + b)^2 + z_0^2]^{1/2}} & H_{4x} &= \frac{H_4 z_0}{[(x_0 - b)^2 + z_0^2]^{1/2}}
 \end{aligned}
 \tag{2.28}$$

Las expresiones 2.26, 2.27 y 2.28 son para un punto P = (x₀, y₀, z₀) el cual cumple lo siguiente: -a ≤ x₀ ≤ a y -b ≤ y₀ ≤ b.

Estos resultados sólo son válidos, en rigor, para corriente continua, pues se han obtenido a partir de una corriente directa I. No obstante, si la frecuencia es baja puede suponerse, sin error apreciable, que el campo H sigue sin retraso las variaciones de intensidad de la corriente primaria, siempre que la distancia del punto de observación sea pequeña con respecto a la longitud de onda λ² [13].

² λ = c/f donde c es la velocidad de la luz c = 3 × 10⁸ m/s; por lo tanto para una frecuencia f = 5 KHz, λ = 60 Km.

Las siguientes figuras muestran una serie de gráficos que representan la magnitud de H_z en varios planos. Para obtener estos valores, se supone una bobina rectangular de lados $a=0.3$ m. y $b=0.6$ m., de 40 vueltas, por la que circula una corriente de 1 Ampere (la bobina se ubica con respecto a los ejes como lo muestra la figura 2.3).



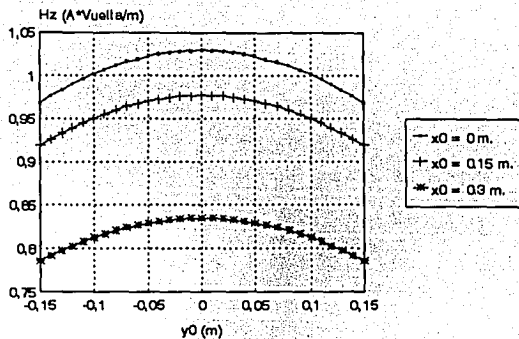


Figura 2.6 Campo en el plano XZ a una distancia $Z = 1$ m.

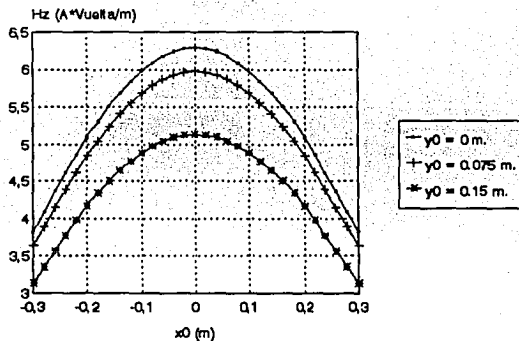


Figura 2.7 Campo en el plano YZ a una distancia $Z = 0.5$ m.

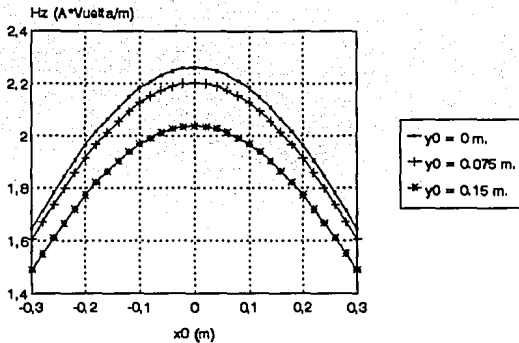


Figura 2.8 Campo en el plano YZ a una distancia $Z = 0.75$ m.

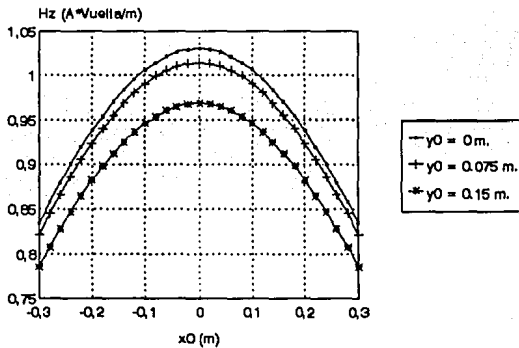


Figura 2.9 Campo en el plano YZ a una distancia $Z = 1$ m.

2.5 ARREGLOS DE BOBINAS.

Al circular una corriente por una bobina (transmisora), ésta genera una intensidad de

campo magnético, el cual se propaga a través del medio que la circunda generando una inducción magnética \underline{B} ; si existe otra bobina cercana (receptora), de tal manera que líneas de flujo generadas por la transmisora pasen a través del área ocupada por la receptora, el valor del flujo magnético Φ a través de la superficie delimitada por L se determina a través de la siguiente expresión

$$\Phi = \int_S \underline{B} \cdot d\underline{s} \quad 2.29$$

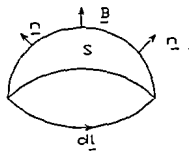


Figura 2.10

Cuando el flujo \underline{B} (variante en el tiempo) pasa a través de la superficie S (figura 2.10), una fuerza electromotriz (F_{em}) se induce a lo largo del contorno, esta fuerza se determina a través de la siguiente ecuación

$$F_{em} = -\frac{\partial \Phi}{\partial t} \quad 2.30$$

donde $\partial \Phi / \partial t$ es la derivada del flujo con respecto al tiempo. El contorno L se forma a través de una trayectoria simple cerrada (curva suave a trozos) y no es necesario que se localice en un medio conductor. El contorno L puede ser una ruta arbitraria que cruce diferentes medios con varias propiedades, incluyendo medios aislantes. Más aún, no existe relación entre la orientación de este contorno y las líneas del flujo [14]. Para el caso particular de

las bobinas, la Fem se presenta entre las terminales de ellas.

En ciertas ocasiones, debido a la necesidad de diseño, es deseable cancelar el voltaje inducido en las terminales de la bobina receptora debido al campo radiado por la bobina transmisora. A continuación se muestran algunas configuraciones que cumplen tal función.

La figura 2.11 muestra un primer arreglo que consta de dos bobinas rectangulares coaxiales localizadas en planos paralelos y entre las que media el espacio libre. La bobina transmisora es de N vueltas y tiene forma de \bigcirc (localizada en la parte inferior de la figura); la bobina receptora en forma de ∞ se localiza en la parte superior de la figura.

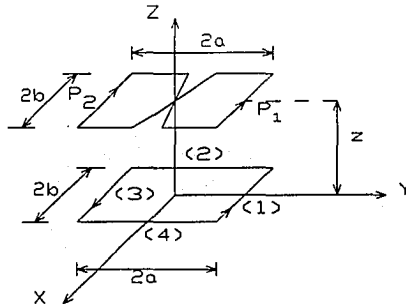


Figura 2.11 Bobinas coaxiales.

En este ejemplo, la única componente de la inducción magnética \underline{B} que genera un voltaje en las terminales de la bobina receptora es B_z , debido a que es perpendicular al plano en el cual se sitúan las bobinas.

Para un punto $P_1(0,a,z)$, la contribución de la magnitud de inducción magnética de cada uno de los lados de la bobina transmisora (ecuación 2.31) se obtienen a través de la ecuación 2.25.

$$\begin{aligned}
 B_1 &= \frac{NIb\mu_o}{2\pi z} \left[\frac{1}{(b^2 + z^2)^{1/2}} \right] \\
 B_2 = B_4 &= \frac{NIa\mu_o}{2\pi(b^2 + z^2)^{1/2}} \left[\frac{1}{(4a^2 + b^2 + z^2)^{1/2}} \right] \\
 B_3 &= \frac{NIb\mu_o}{2\pi(4a^2 + z^2)^{1/2}} \left[\frac{1}{(4a^2 + b^2 + z^2)^{1/2}} \right]
 \end{aligned}
 \tag{2.31}$$

A partir de la ecuación 2.26 se calculan las contribuciones al campo Z de cada una de las componentes (ecuación 2.32)

$$\begin{aligned}
 B_{z1} &= 0 \\
 B_{z2} = B_{z4} &= \frac{NIab\mu_o}{2\pi(b^2 + z^2)} \left[\frac{1}{(4a^2 + b^2 + z^2)^{1/2}} \right] \\
 B_{z3} &= \frac{NIab\mu_o}{\pi(4a^2 + z^2)} \left[\frac{1}{(4a^2 + b^2 + z^2)^{1/2}} \right]
 \end{aligned}
 \tag{2.32}$$

Sumando la inducción magnética en el punto P₁ producida por cada uno de los lados de la bobina transmisora se obtiene la expresión 2.33

$$B_{z(P_1)} = \frac{NIab\mu_o}{\pi(4a^2 + b^2 + z^2)^{1/2}} \left[\frac{1}{4a^2 + z^2} + \frac{1}{b^2 + z^2} \right]
 \tag{2.33}$$

A continuación, se calcula la magnitud de la inducción magnética en el punto P₂(0,-a,z), producida por la bobina transmisora a través de la ecuación 2.34.

$$\begin{aligned}
 B_1 &= \frac{NIb\mu_0}{2\pi(4a^2 + z^2)^{1/2}} \left[\frac{1}{(4a^2 + b^2 + z^2)^{1/2}} \right] \\
 B_2 = B_4 &= \frac{NIa\mu_0}{2\pi(b^2 + z^2)^{1/2}} \left[\frac{1}{(4a^2 + b^2 + z^2)^{1/2}} \right] \\
 B_3 &= \frac{NIb\mu_0}{2\pi z} \left[\frac{1}{(b^2 + z^2)^{1/2}} \right]
 \end{aligned} \tag{2.34}$$

entonces, la contribución de la inducción magnética en el eje Z será:

$$\begin{aligned}
 B_{Z1} &= \frac{NIab\mu_0}{\pi(4a^2 + z^2)} \left[\frac{1}{(4a^2 + b^2 + z^2)^{1/2}} \right] \\
 B_{Z2} = B_{Z4} &= \frac{NIab\mu_0}{2\pi(b^2 + z^2)} \left[\frac{1}{(4a^2 + b^2 + z^2)^{1/2}} \right] \\
 B_{Z3} &= 0
 \end{aligned} \tag{2.35}$$

de lo cual se obtiene la inducción magnética producida por la bobina transmisora en el punto P₂.

$$B_{Z(P_2)} = \frac{NIab\mu_0}{\pi(4a^2 + b^2 + z^2)^{1/2}} \left[\frac{1}{4a^2 + z^2} + \frac{1}{b^2 + z^2} \right] \tag{2.36}$$

Al comparar las ecuaciones 2.33 y 2.36 se observa que $B_{ZP1} = B_{ZP2}$. De la misma forma, cualquier punto en un ciclo de la bobina receptora en 8 tendrá un punto "espejo" en el otro ciclo; es decir, un segundo punto en el otro ciclo de la bobina en el cual existe la misma intensidad magnética que en el primero.

Si un lado de la bobina receptora se enrolla en sentido horario y el otro en sentido antihorario (oposición serie), se producirá un voltaje de la misma magnitud pero en sentido

inverso en cada uno de los lados; por lo tanto, el voltaje total entre las terminales de la bobina receptora será cero.

Otro arreglo para cancelar el voltaje inducido en la receptora se conoce como transformador diferencial variable lineal (LVDT) [15]. La figura 2.12 muestra su diagrama esquemático. La excitación de tal dispositivo es normalmente un voltaje senoidal. En las dos bobinas secundarias se inducen voltajes de la misma frecuencia del voltaje de excitación (figura 2.13a); sin embargo, sus magnitudes varían de acuerdo a la posición del núcleo de hierro.

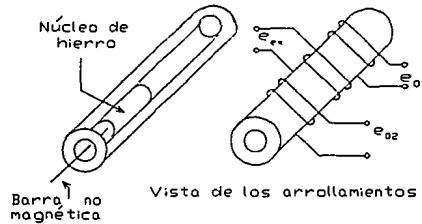


Figura 2.12 Transformador Diferencial Variable lineal (LVDT).

En la figura 2.13a se observa la forma de onda del voltaje a la salida de cada uno de los arrollamientos con la polaridad indicada en la figura; cuando los secundarios se conectan en oposición serie, los voltajes se restan y existe una posición de nulo del núcleo, en la cual el voltaje neto a la salida es cero. Los movimientos del núcleo causan una mayor inductancia mutua en una bobina que en la otra y la amplitud de e_o se convierte en una función lineal de la posición del núcleo para un rango de distancias considerable a partir del punto de nulo.

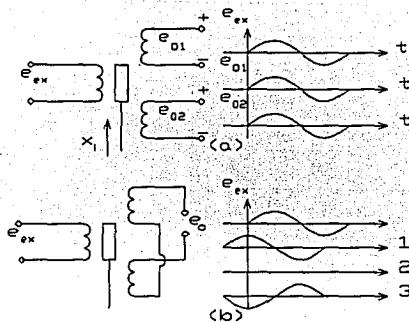


Figura 2.13 Diagrama eléctrico del LVDT.

En la figura 2.13b se muestran diversas formas de onda de voltaje a la salida dependiendo de la posición relativa del núcleo. Además, se observa que el voltaje generado en la bobina superior está en fase con respecto al voltaje de excitación, mientras que el voltaje generado en la bobina inferior está desfasado 180° con respecto al de excitación; 1 representa la salida cuando el núcleo está arriba del punto de nulo, 2 indica la salida cuando el núcleo está en la posición de nulo y finalmente 3 indica la salida cuando el núcleo está debajo de la posición de nulo.

La salida de un transformador diferencial es una onda senoidal cuya amplitud es proporcional al desplazamiento del núcleo con respecto al punto de nulo. Si esta salida se aplica a un voltmetro de ac, la medición puede calibrarse directamente en unidades de desplazamiento. Este arreglo es útil para medidas de posiciones fijas o variaciones muy lentas. Las mediciones a través de voltmetro, tienen la limitante de que la medición indicará la misma lectura para desplazamientos en ambos lados de la posición de nulo, debido a que el medidor no es sensible al cambio de fase de 180° .

En [16] se muestra un arreglo que consta de tres devanados (figura 2.14), dos de los cuales se encuentran conectados en oposición serie. El devanado central se conecta a un oscilador y en condiciones de balance, se inducen voltajes iguales y opuestos en los otros dos devanados por lo que no se induce ninguna señal a la salida.

Como puede advertirse, el análisis de este tipo de arreglo es similar al de un transformador diferencial; además, se necesitará un análisis riguroso de las inductancias mutuas para asegurar el funcionamiento correcto.

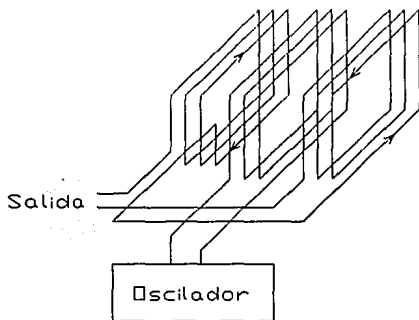


Figura 2.14 Arreglo para balance inductivo.

En [16] se muestra otro arreglo para lograr cancelar el voltaje inducido en la bobina receptora debido a la transmisora (figura 2.15). Aquí se utilizan dos devanados con un circuito tanque como secundario. El aspecto interesante de este arreglo radica en el hecho de que la disposición de las bobinas es ortogonal.

Este detector emplea el principio de operación de un transformador con un circuito tanque como secundario (conectando un capacitor en paralelo, de tal forma que sus susceptancias son iguales y de signo contrario). Este circuito tanque resuena a la frecuencia

del oscilador que alimenta el primario.

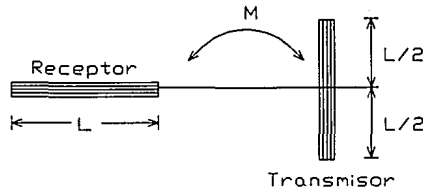


Figura 2.15 Arreglo ortogonal de bobinas.

En el caso de este arreglo, la condición de resonancia hace que por el primario circule una corriente muy pequeña (idealmente cero), por lo que la corriente en el secundario también será cero. En estas condiciones, el voltaje inducido en el secundario es pequeño; no obstante, cuando por alguna causa el secundario no resuena a la frecuencia del primario, la corriente del primario aumenta al igual que el voltaje inducido en el secundario.

Otra técnica se describe en [17]. En este caso existen dos bobinas excitadoras planas, las cuales se colocan lado con lado sobre el mismo plano. Las terminales de ambas bobinas están conectadas al oscilador en oposición serie, de tal forma que existe un área en un plano paralelo en la cual la suma del campo magnético generado es nulo (figura 2.16). Se coloca una bobina receptora (buscadora) en el punto de campo nulo de tal manera que el flujo magnético neto en la receptora sea cero. El principio de funcionamiento de este arreglo es el mismo en el que se basa el arreglo de la figura 2.11, sólo que aquí la bobina en **8** es la transmisora y la bobina en **O** es la receptora (Principio de reciprocidad).

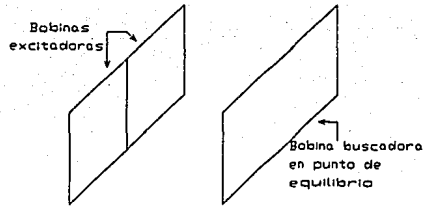


Figura 2.16 Arreglo con 2 bobinas excitadoras y una receptora.

2.6 ANÁLISIS ARMÓNICO DE CURVAS DE HISTÉRESIS.

Las señales que pasan a través de materiales magnéticos están sujetas a distorsión debido a que la curva $B(H)$ no es una función lineal [18]. En particular, los cambios en el grado de saturación de la magnetización producirán una diferencia significativa en el contenido armónico de las curvas B-H.

Cuando se usan campos senoidales para producir las excitaciones, el contenido armónico de la forma de onda inducida se debe completamente al comportamiento magnético del material bajo prueba. La magnitud y fase de las diferentes armónicas son por lo tanto, una medida directa de las propiedades magnéticas del material [19].

Modelo analítico para coercitividad cero.

Se adopta una curva de magnetización idealizada que consta de tres partes, en la región $-H_s < H < H_s^3$, B varía linealmente con H y en las regiones $H_s < H < H_{max}$ y $-H_{max} < H < -H_s$, la magnetización es constante. Se supone que la permeabilidad es muy alta. Bajo

³ H_s es la intensidad magnética de saturación.

estas consideraciones y un campo senoidal H , la inducción B como una función del tiempo (llamada onda de flujo), varía como se muestra en la figura 2.17. Ésta tiene una forma de onda senoidal truncada descrita por el siguiente conjunto de ecuaciones.

$$B_1(t) = \begin{cases} \text{sen } (t) & (0 \leq t \leq T/4 - \tau) \\ \text{sen } (\pi/2 - \tau) & (T/4 - \tau \leq t \leq T/4 + \tau) \\ \text{sen } (t) & (T/4 + \tau \leq t \leq 3T/4 - \tau) \\ \text{sen } (3\pi/2 - \tau) & (3T/4 - \tau \leq t \leq 3T/4 + \tau) \\ \text{sen } (t) & (3T/4 + \tau \leq t \leq T) \end{cases}$$

Donde T es el período de la onda (inverso de su frecuencia) y 2τ es el tiempo que el material permanece en saturación durante cada medio ciclo.

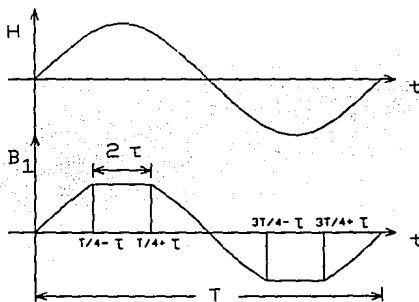


Figura 2.17 Saturación de la señal en dos semiciclos.

La onda inducida puede expandirse en series de Fourier aplicando las fórmulas de Euler (expresión 2.37) [20], haciendo $B_1(t) = f(t)$.

$$\begin{aligned}
 a_0 &= \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \\
 a_n &= \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos\left(\frac{2n\pi t}{T}\right) dt \\
 b_n &= \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \operatorname{sen}\left(\frac{2n\pi t}{T}\right) dt
 \end{aligned}
 \tag{2.37}$$

Para el caso especial en que la señal tiene una frecuencia $f = 1/2\pi$, entonces $T = 2\pi$. Con estos valores las ecuaciones de Euler se transforman en la ecuación 2.38

$$\begin{aligned}
 a_0 &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(t) dt \\
 a_n &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \cos(nt) dt \\
 b_n &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \operatorname{sen}(nt) dt
 \end{aligned}
 \tag{2.38}$$

Cualquier señal periódica puede expresarse como la suma de una señal de directa más senos y cosenos de frecuencia múltiplo de la señal original. A partir de las fórmulas de Euler puede obtenerse la magnitud de la señal de directa (a_0), así como la amplitud de senos (b_n) y cosenos (a_n) del n -ésimo múltiplo de la frecuencia fundamental.

La señal $f(t)$ es par si se cumple que $f(t) = f(-t)$; por otro lado, la señal $f(t)$ es impar si se cumple que $f(t) = -f(-t)$. La serie de Fourier de una función impar con período T es una serie senoidal, por lo tanto sólo tiene coeficientes b_n . Además, la señal $f(t)$ tiene simetría de

media onda si se cumple que $f(t) = -f(t - T/2)$. La serie de Fourier de cualquier señal periódica $f(t)$ que tiene simetría de media onda contiene armónicas impares solamente [21]. Si una función $f(t)$ tiene simetría de media onda y además es una función par o impar, se dice que $f(t)$ tiene simetría de cuarto de onda par o impar [21].

De la figura 2.17 se observa que $B_1(t)$ tiene simetría de cuarto de onda impar, por lo tanto sólo tiene coeficientes b impares; entonces, aplicando las ecuaciones de Euler a la señal $B_1(t)$, se obtienen los coeficientes b_{2i+1} (donde $n = 2i + 1$, para i entera > 0).

$$\begin{aligned}
 b_n = b_{2i+1} &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2} - \tau} \text{sen } t \text{ sen}(nt) \, dt + \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{2} + \tau}^{\pi} K \text{ sen}(nt) \, dt \\
 &+ \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{2} + \tau}^{\frac{3\pi}{2} - \tau} \text{sen } t \text{ sen}(nt) \, dt - \frac{1}{\pi} \int_{\frac{3\pi}{2} + \tau}^{2\pi} K \text{ sen}(nt) \, dt \quad 2.39 \\
 &+ \frac{1}{\pi} \int_{\frac{3\pi}{2} + \tau}^{2\pi} \text{sen } t \text{ sen}(nt) \, dt
 \end{aligned}$$

donde $K = \cos \tau$, además:

$$\text{sen } t \text{ sen}(nt) = \frac{\cos[(n-1)t] - \cos[(n+1)t]}{2} \quad 2.40$$

sustituyendo la ecuación 2.40 en la ecuación 2.39 e integrando se obtiene

$$\begin{aligned}
 b_n = b_{2l+1} &= \left[\frac{\text{sen}[(n-1)t]}{2\pi(n-1)} - \frac{\text{sen}[(n+1)t]}{2\pi(n+1)} \right]_0^{\frac{\pi}{2} - \tau} - \left[\frac{K \cos(nt)}{\pi n} \right]_{\frac{\pi}{2} - \tau}^{\frac{\pi}{2} + \tau} \\
 &+ \left[\frac{\text{sen}[(n-1)t]}{2\pi(n-1)} - \frac{\text{sen}[(n+1)t]}{2\pi(n+1)} \right]_{\frac{\pi}{2} + \tau}^{\frac{3\pi}{2} - \tau} + \left[\frac{K \cos(nt)}{\pi n} \right]_{\frac{3\pi}{2} - \tau}^{\frac{3\pi}{2} + \tau} \\
 &+ \left[\frac{\text{sen}[(n-1)t]}{2\pi(n-1)} - \frac{\text{sen}[(n+1)t]}{2\pi(n+1)} \right]_{\frac{3\pi}{2} + \tau}^{2\pi}
 \end{aligned} \tag{2.41}$$

Para el caso del cálculo del coeficiente b_1 , se utiliza la siguiente ecuación.

$$\begin{aligned}
 b_1 &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2} - \tau} \text{sen}^2 t \, dt + \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{2} - \tau}^{\frac{\pi}{2} + \tau} K \text{sen} t \, dt + \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{2} + \tau}^{\frac{3\pi}{2} - \tau} \text{sen}^2 t \, dt \\
 &- \frac{1}{\pi} \int_{\frac{3\pi}{2} - \tau}^{\frac{3\pi}{2} + \tau} K \text{sen} t \, dt + \frac{1}{\pi} \int_{\frac{3\pi}{2} + \tau}^{2\pi} \text{sen}^2 t \, dt
 \end{aligned} \tag{2.42}$$

donde

$$\text{sen}^2 t = \frac{1 - \cos(2t)}{2} \tag{2.43}$$

sustituyendo la ecuación 2.43 en 2.42 e integrando se obtiene

$$b_1 = \left[\frac{t}{2\pi} - \frac{\text{sen}(2t)}{4\pi} \right]_0^{\frac{\pi}{2} - \tau} - \left[\frac{K \cos t}{\pi} \right]_{\frac{\pi}{2} - \tau}^{\frac{\pi}{2} + \tau} + \left[\frac{t}{2\pi} - \frac{\text{sen}(2t)}{4\pi} \right]_{\frac{\pi}{2} + \tau}^{\frac{3\pi}{2} - \tau} + \left[\frac{K \cos t}{\pi} \right]_{\frac{3\pi}{2} - \tau}^{\frac{3\pi}{2} + \tau} - \left[\frac{t}{2\pi} - \frac{\text{sen}(2t)}{4\pi} \right]_{\frac{3\pi}{2} + \tau}^{2\pi}$$

2.44

Al evaluar las ecuaciones 2.41 y 2.44 y recordando que $B_1(t)$ es una función con simetría de cuarto de onda impar, se obtienen los coeficientes de su serie de Fourier

$$a_0 = a_n = 0 \quad b_{n \text{ par}} = 0$$

$$b_1 = \frac{1}{\pi} (4K \text{sen} \tau + \pi - 2\tau - \text{sen}(2\tau))$$

2.45

$$b_{n \text{ impar}} = \frac{2(-1)^{\frac{n+1}{2}}}{\pi} \left[\frac{\text{sen}((n-1)\tau)}{n-1} + \frac{\text{sen}((n+1)\tau)}{n+1} - \frac{2K \text{sen}(n\tau)}{n} \right]$$

A partir de los coeficientes anteriores $B_1(t)$ puede expresarse como:

$$B_1(t) = b_1 \text{sen}(t) + \sum_{i=1}^{\infty} b_{2i+1} \text{sen} [(2i+1)t]$$

2.46

en la figura 2.18 se observa en forma gráfica la variación de la magnitud de la señal fundamental (b_1) con respecto a τ , la cual puede variar de 0 a $\pi/2$, mientras que en la figura 2.19 se observan las variaciones de la magnitud de la tercera (b_3) y quinta (b_5) armónica senoidal con respecto a τ .

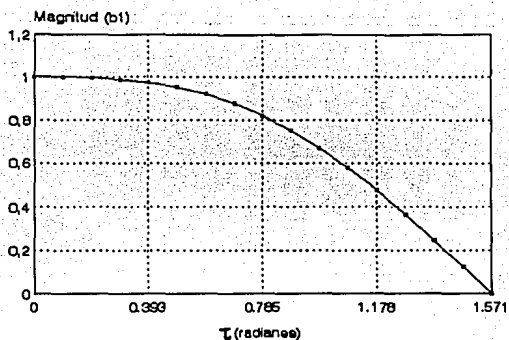


Figura 2.18 Magnitud de la señal fundamental.

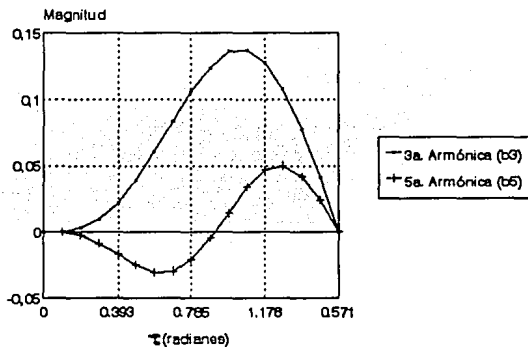


Figura 2.19 Magnitud de tercer y quinta armónica.

Si el campo magnético senoidal H satura la muestra del material sólo en el semiciclo positivo, se genera una inducción $B_2(t)$, la cual tiene una forma senoidal truncada descrita por la siguiente función (figura 2.20a)

$$B_2(t) = \begin{cases} \text{sen}(t) & (0 \leq t \leq \pi/2 - \tau) \\ \text{sen}(\pi/2 - \tau) & (\pi/2 - \tau \leq t \leq \pi/2 + \tau) \\ \text{sen}(t) & (\pi/2 + \tau \leq t \leq 2\pi) \end{cases}$$

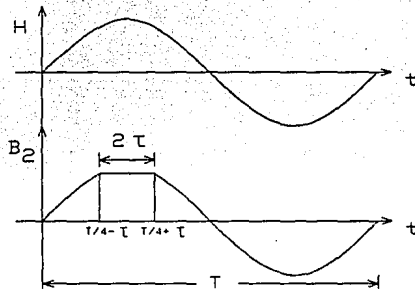


Figura 2.20a Señal saturada solo en semiciclo positivo.

La función $B_2(t)$ puede descomponerse en la suma de dos funciones $B_1(t)$ y $B_3(t)$ (figura 2.20b), esto es

$$B_2(t) = B_1(t) + B_3(t) \quad 2.47$$

donde $B_1(t)$ ya se definió (figura 2.17) y $B_3(t)$ se describe a través de la siguiente función:

$$B_3(t) = \begin{cases} 0 & (0 \leq t \leq 3\pi/2 - \tau) \\ [K + \text{sen}(t)] & (3\pi/2 - \tau \leq t \leq 3\pi/2 + \tau) \\ 0 & (3\pi/2 + \tau \leq t \leq 2\pi) \end{cases}$$

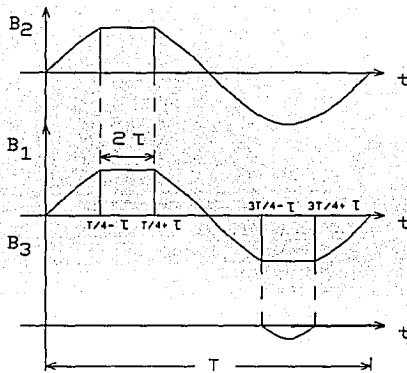


Figura 2.20b Descomposición de $B_1(t)$.

La serie de Fourier es lineal; por lo tanto, la serie de Fourier de una suma de dos funciones es igual a la suma de la serie de cada función. Los coeficientes de la serie de $B_3(t)$ se obtienen a través de las siguientes integrales.

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{3\pi}{2} - \tau}^{\frac{3\pi}{2} + \tau} (K + \text{sen } t) dt$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_{\frac{3\pi}{2} - \tau}^{\frac{3\pi}{2} + \tau} [K \cos(nt) + \text{sen}(t) \cos(nt)] dt \quad 2.48$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_{\frac{3\pi}{2} - \tau}^{\frac{3\pi}{2} + \tau} [K \text{sen}(nt) + \text{sen}(t) \text{sen}(nt)] dt$$

Si $f(t)$ es una función periódica de periodo T y satisface $f(T/2 - t) = f(t)$ sus coeficientes a_n impares = 0 y b_n pares = 0 [21]. De la figura 2.20b se observa que $B_1(t)$ cumple lo anterior; por

lo tanto, al evaluar las integrales de la ecuación 2.48 se obtienen los coeficientes de la serie de $B_3(t)$

$$\begin{aligned}
 a_0 &= \frac{K\tau - \text{sen}\tau}{\pi} & b_1 &= \frac{1}{2\pi}[\text{sen}(2\tau) + 2\tau - 4K \text{sen}(\tau)] \\
 a_{n \text{ par}} &= \frac{(-1)^{\frac{n+2}{2}}}{\pi} \left[-\frac{2K \text{sen}(n\tau)}{n} + \frac{\text{sen}[(n-1)\tau]}{n-1} + \frac{\text{sen}[(n+1)\tau]}{n+1} \right] \\
 b_{n \text{ impar}} &= \frac{(-1)^{\frac{n+1}{2}}}{\pi} \left[\frac{2K \text{sen}(n\tau)}{n} - \frac{\text{sen}[(n-1)\tau]}{n-1} - \frac{\text{sen}[(n+1)\tau]}{n+1} \right]
 \end{aligned} \tag{2.49}$$

Al sumar los coeficientes de $B_1(t)$ (ecuación 2.45) con los de $B_3(t)$ (ecuación 2.49) se obtienen los coeficientes de $B_2(t)$

$$\begin{aligned}
 a_0 &= \frac{K\tau - \text{sen}\tau}{\pi} \\
 a_{n \text{ par}} &= \frac{(-1)^{\frac{n+2}{2}}}{\pi} \left[\frac{\text{sen}((n-1)\tau)}{n-1} + \frac{\text{sen}((n+1)\tau)}{n+1} - \frac{2K \text{sen}(n\tau)}{n} \right] \\
 b_1 &= \frac{1}{\pi} \left[2K \text{sen}(\tau) + \pi - \tau - \frac{\text{sen}(2\tau)}{2} \right] \\
 b_{n \text{ impar}} &= \frac{(-1)^{\frac{n+1}{2}}}{\pi} \left[\frac{\text{sen}((n+1)\tau)}{n+1} + \frac{\text{sen}((n-1)\tau)}{n-1} - \frac{2K \text{sen}(n\tau)}{n} \right]
 \end{aligned} \tag{2.50}$$

A partir de lo anterior $B_2(t)$ puede expresarse de la siguiente manera:

$$B_2(t) = a_0 + b_1 \text{sen } t + \sum_{i=1}^{\infty} a_{2i} \cos(2it) + \sum_{i=1}^{\infty} b_{2i+1} \cos[(2i+1)t] \tag{2.51}$$

En las figuras 2.21, 2.22, y 2.23 se observan las variaciones de los coeficientes con respecto

a τ , la cual varía de 0 a $\pi/2$.

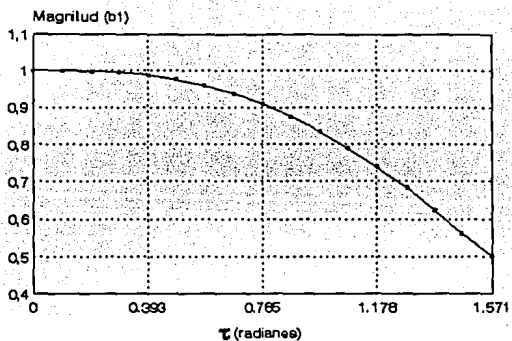


Figura 2.21 Variación de la señal fundamental con respecto a τ .

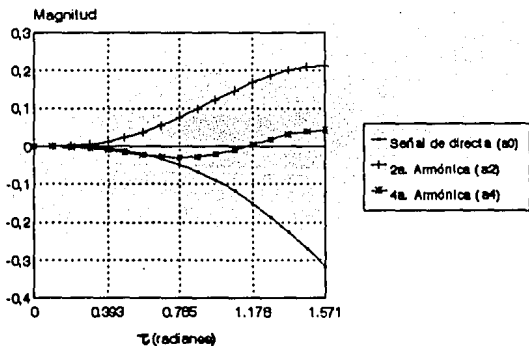


Figura 2.22 Magnitud de la componente de directa (a_0), segunda (a_2) y cuarta (a_4) armónica.

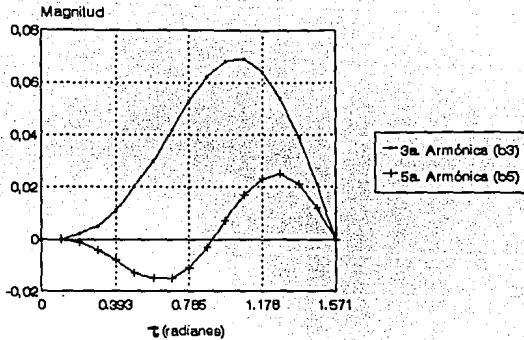


Figura 2.23 Tercera (b_3) y quinta (b_5) armónica.

De las gráficas obtenidas anteriormente pueden inferirse algunas conclusiones.

- i) La señal fundamental tiene mayor amplitud que las armónicas generadas por la muestra del metal bajo prueba.
- ii) La amplitud de las señales armónicas dependen del grado de saturación del material bajo prueba.
- iii) Cuando la excitación satura al material bajo prueba en ambos semiciclos, la señal inducida tiene únicamente componentes de frecuencia senoidales impares.
- iv) Cuando la excitación satura el material sólo en un semiciclo, la señal inducida tiene componentes de frecuencia pares cosenoidales e impares senoidales, además de una componente de directa.

Por otro lado, puede extraerse mayor información de los datos obtenidos en las gráficas anteriores al analizar el porcentaje de la amplitud de las señales armónicas con respecto a

la señal fundamental. En la figura 2.24 se muestra una gráfica en la cual se ilustra el porcentaje de la magnitud de las armónicas con respecto a la fundamental en el caso de saturación en los dos semiciclos. En la figura 2.25 se observan estos porcentajes para el caso de saturación en sólo un semiciclo.

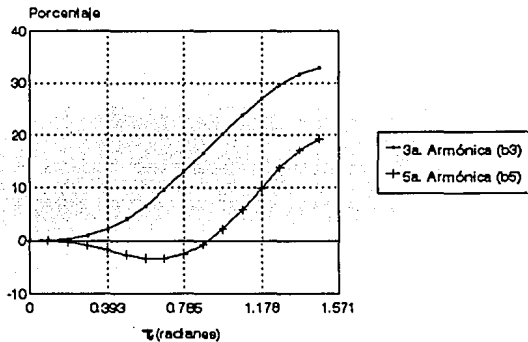


Figura 2.24 Porcentaje de amplitud de la tercer y quinta armónica con respecto a la fundamental.

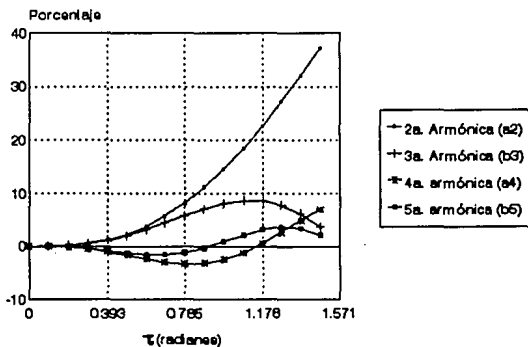


Figura 2.25 Porcentaje de la amplitud de las armónicas con respecto a la fundamental.

En el siguiente capítulo se describe la construcción de un sistema detector de metales amorfos por medio de su respuesta peculiar cuando se excita por medio de un campo magnético de intensidad baja.

CAPÍTULO 3 DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN

Los dos capítulos anteriores forman la base teórica del diseño del detector de metales amorfos. En este capítulo se utilizan cálculos basados en las ecuaciones desarrolladas en los temas anteriores, así como consideraciones justificadas en los capítulos precedentes para describir el diseño.

3.1 DESCRIPCIÓN GENERAL.

En este sistema los metales amorfos se colocan en objetos con la finalidad de poder distinguirlos, de tal forma que cuando el objeto atraviesa un área determinada, se genera una respuesta específica.

La zona de detección se delimita por el espacio entre dos bobinas que se encuentran en planos paralelos y sus centros se localizan en el mismo eje. La bobina transmisora es de forma rectangular y genera una intensidad de campo magnético suficiente para saturar al metal amorfo (sin llegar a saturar otros materiales magnéticos), en toda la región de protección. La bobina receptora es de forma de 8 rectangular, la cual tiene esta geometría para cancelar el campo magnético generado por la bobina transmisora, lo que da como resultado una tensión nula en las terminales de la bobina en forma de 8 rectangular. Se decidió cancelar la frecuencia fundamental transmitida por medio de este arreglo, debido a que con esto, cualquier voltaje inducido en las terminales de la bobina receptora se deberá a la introducción de algún material magnético en el espacio de detección. Este arreglo fue sugerido por [22].

Al insertar una muestra del metal amorfo en el espacio protegido, se rompe el equilibrio y se recibe una señal del doble de la frecuencia de la señal transmitida (debido a que el campo satura al material)¹. Por otro lado, cuando se introduce una muestra de algún otro material magnético, se recibe una señal de frecuencia igual a la de excitación. En el caso de que se introduzca un material no magnético, se conserva el equilibrio sin presentar ningún voltaje a la salida. Bajo el principio antes descrito, puede detectarse la presencia del amorfo mediante el procesamiento y adecuación de la señal recibida.

El diagrama a bloques del circuito detector de amorfos se muestra en la figura 3.1.

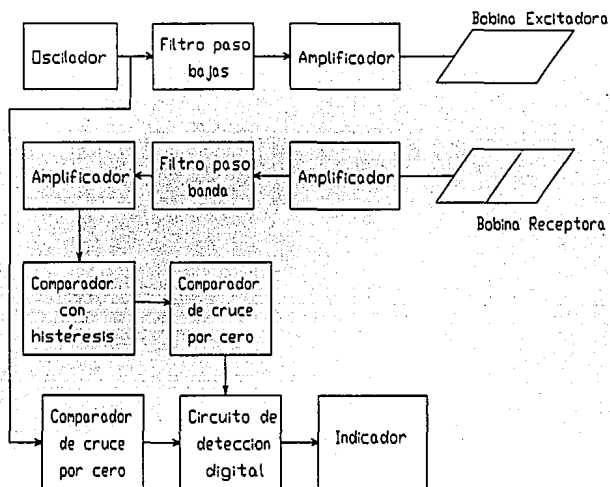


Figura 3.1 Diagrama a bloques de circuito detector de metales amorfos.

¹ Véase capítulo 2

A continuación se describe en forma detallada cada una de las partes que conforman el circuito detector de metales amorfos.

3.2 CIRCUITO TRANSMISOR.

Para realizar los experimentos se construyeron dos bobinas.

La bobina transmisora es rectangular; sus dimensiones son 60 cm. de base y 30 cm. de altura, el arrollamiento consta de 40 vueltas de alambre magneto número AWG22; la bobina presenta una resistencia de 5.66Ω y una inductancia de 1.185 mH.

La bobina receptora es en forma de 8 rectangular; sus dimensiones son 60 cm. de base, 30 cm. de altura y una división sobre la base a 30 cm, de tal manera que se forman dos cuadrados colaterales de 30 cm de lado; el arrollamiento consta de 27 vueltas de alambre magneto del número AWG22; tiene una resistencia de 7.06Ω y una inductancia de 1.450 mH.

Con las bobinas anteriores se realizaron pruebas a diferentes frecuencias y se eligió la frecuencia de 5 KHz para el circuito transmisor (la cual genera una frecuencia de 10 KHz en el receptor en presencia del amorfo); se eligió esta frecuencia debido a que conforme crece la frecuencia, las pérdidas en el amorfo son mayores y por lo tanto, la amplitud de las armónicas generadas por el metal amorfo decrece, mientras que por otro lado, para frecuencias menores, los valores de capacitancia necesarios para sintonizar las bobinas son muy grandes, además de que la etapa de filtrado para eliminar las componentes de frecuencia de la señal no deseada serían de orden mayor.

El transmisor consta de un oscilador de onda cuadrada de 5 KHz; un filtro paso bajas,

el cual elimina todas las componentes de frecuencia dejando sólo la frecuencia fundamental; un sumador no inversor, con el cual además de amplificar la señal de alterna, le suma una componente de directa (para provocar que la señal sature al amorfo solo en el semiciclo positivo) y finalmente un amplificador de corriente, el cual proporciona la corriente necesaria a la bobina para que genere la intensidad magnética deseada.

Oscilador de onda cuadrada.

Este circuito (figura 3.2) se basa en un amplificador operacional de propósito general. El circuito es un oscilador donde las resistencias R_1 y R_2 forman un divisor de voltaje que realimenta una fracción del voltaje de salida a la terminal no inversora del amplificador operacional. Cuando V_o es igual al voltaje de saturación $+V_{sat}$ el voltaje de realimentación se denomina voltaje de umbral superior V_{us} . El valor de V_{us} está dado por la ecuación 3.1

$$V_{us} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} (+V_{sat}) \tag{3.1}$$

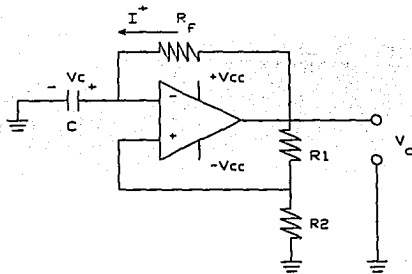


Figura 3.2 Oscilador de onda cuadrada.

La resistencia R_1 proporciona una trayectoria de realimentación a la entrada inversora del amplificador operacional. Cuando $V_o = +V_{sat}$, la corriente I fluye en la dirección definida en la figura 3.2 y carga el capacitor hasta un voltaje ligeramente mayor a V_{ut} .

Cuando el capacitor se carga a un valor ligeramente mayor a V_{ut} , el valor del voltaje en la terminal inversora es mayor al voltaje en la no inversora, lo que ocasiona que el voltaje a la salida cambie a $-V_{sat}$. El valor del voltaje en la terminal no inversora, denominado voltaje de umbral inferior (V_{ul}) realimentado por el arreglo de resistencias se determina por la ecuación 3.2

$$V_{ul} = \frac{R_2}{(R_1 + R_2)}(-V_{sat}) \quad 3.2$$

Ahora la corriente fluye en sentido inverso y carga el capacitor hasta un voltaje ligeramente menor a V_{ul} , lo cual provoca que la salida del amplificador operacional cambie a $+V_{sat}$ y así sucesivamente.

Al elegir $R_2 = 0.86R_1$ se simplifica el cálculo del tiempo de carga del capacitor. El período de oscilación T , es el tiempo necesario para un ciclo completo [23]

$$T = 2R_1C \quad \text{para } R_2 = 0.86R_1 \quad 3.3$$

La frecuencia de oscilación f es el recíproco del período T y se expresa por la ecuación 3.4

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{2R_1C} \quad 3.4$$

Para el diseño con $f = 5 \text{ KHz}$, si se elige $C = 10 \text{ nF}$, sustituyendo en la ecuación 3.4, se

obtiene $R_1 = 20 \text{ K}\Omega$ y si $R_2 = 1.2 \text{ K}\Omega$ sustituyendo en la ecuación 3.3 $R_2 = 1032 \approx 1\text{K}\Omega^2$.

Filtro paso bajas.

La señal cuadrada tiene alto contenido armónico; por lo tanto, debe filtrarse para obtener la frecuencia fundamental de 5 KHz.

Se elige una configuración Chebyshev, ya que existe interés en una atenuación más pronunciada sin importar el rizo en la banda de paso.

En [24] se proporcionan las bases de diseño que se aplican a continuación.

El circuito debe tener una atenuación de 3 dB a una frecuencia de 5 KHz (banda de paso) y una atenuación de 60 dB a 10 KHz (banda de rechazo) para atenuar las frecuencias armónicas de la señal fundamental y obtener solamente la señal senoidal a la frecuencia fundamental.

Para calcular el orden del filtro se aplica la ecuación 3.5

$$e_1 = \sqrt{10^{0.1(A_p)} - 1}$$

$$e_2 = \sqrt{10^{0.1(A_r)} - 1}$$

$$n_c = \frac{\text{Ln} \left(\frac{2e_2}{e_1} \right)}{\sqrt{2 \left(\frac{f_r}{f_p} - 1 \right)}}$$

3.5

donde A_p es la atenuación en dB en la banda de paso y A_r es la atenuación en dB en la

² Los valores elegidos en este y en los siguientes circuitos, se eligen para utilizar valores comerciales tanto de capacitores como de resistencias; además, se eligieron circuitos integrados disponibles.

banda de rechazo, siendo f_p y f_s las frecuencias respectivas y n_c es el orden del filtro Chebyshev. Con las restricciones de diseño y aplicando la ecuación 3.5, se encuentra que debe construirse un filtro de sexto orden.

Un filtro Chebyshev de sexto orden con un rizo de 0.1 dB, se conforma de tres filtros de segundo orden (figura 3.3) en serie, cuyos coeficientes [24] son:

a) $C_1/C = 2.553$ $C_2/C = 1.776$

b) $C_1/C = 3.487$ $C_2/C = 0.4917$

c) $C_1/C = 9.531$ $C_2/C = 0.1110$

Al elegir $R = 1 \text{ K}\Omega$ como factor de escalamiento (ecuación 3.6) se obtiene el valor normalizado de capacitancia $C = 31.8 \text{ nF}$ (R es la resistencia que se utiliza en el circuito). Desnormalizando los coeficientes de Chebyshev se obtienen finalmente los valores de los capacitores que completan el diseño

$$C = \frac{1}{2\pi f_p R} \quad 3.6$$

a) $C_1 = 81.2 \text{ nF}$ $C_2 = 56.5 \text{ nF}$

b) $C_1 = 110.8 \text{ nF}$ $C_2 = 15.6 \text{ nF}$

c) $C_1 = 303 \text{ nF}$ $C_2 = 3.52 \text{ nF}$.

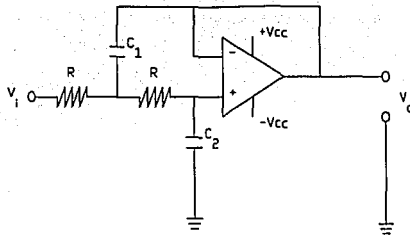


Figura 3.3 Filtro activo Chebyshev paso bajas de segundo orden.

Sumador no inversor.

El sumador no inversor se basa en un amplificador operacional de propósito general en configuración sumadora, (figura 3.4). Por medio de este circuito se amplifica la señal de entrada (que fue atenuada por la etapa anterior).

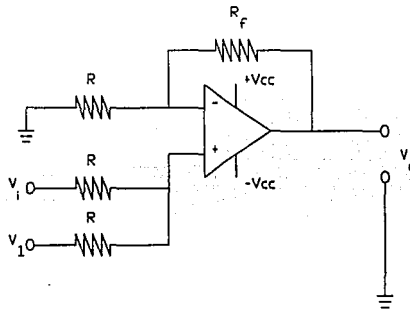


Figura 3.4 Sumador no inversor.

La función de transferencia del circuito se expresa en la ecuación 3.7 [23]

$$V_o = \frac{1}{2} \left[\left(1 + \frac{R_f}{R} \right) (V_i + V_1) \right] \quad 3.7$$

El voltaje V_i se aplica a través de un potenciómetro de $20 \text{ K}\Omega$ conectado entre las terminales V_{cc} y tierra y el cursor a la terminal no inversora del amplificador operacional a través de una resistencia R . El valor del voltaje V_i se ajusta experimentalmente al valor de directa necesario. Ésto sirve para adicionar un voltaje de directa a la señal senoidal que excita la bobina transmisora, la cual genera un campo magnético senoidal con una componente de directa, lo que permite que al introducir el amorfo en la zona de detección se generen armónicas pares debido a que la aleación amorfa sólo se satura en el semiciclo positivo.

Amplificador de corriente y bobina transmisora.

El amplificador de corriente se basa en dos transistores en arreglo Darlington para proporcionar la corriente suficiente a la bobina excitadora que genera la intensidad de campo magnético necesaria para saturar al metal amorfo.

El circuito se muestra en la figura 3.5a. Antes de analizar el comportamiento del amplificador de corriente, es conveniente hablar de la carga que maneja el amplificador. En este caso, la carga es la bobina excitadora en paralelo con un capacitor, lo que se conoce como circuito resonante sintonizado paralelo (figura 3.6a).

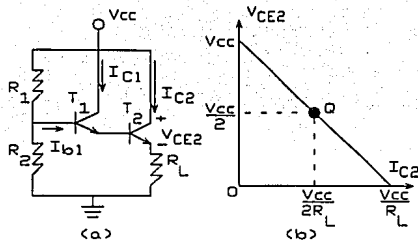


Figura 3.5 Amplificador Darlington.

El circuito resonante sintonizado paralelo, también conocido como circuito tanque, es el arreglo más simple selector de frecuencia; esto es, selecciona una banda de frecuencias y atenúa otras. El análisis de este circuito tan simple lleva a ecuaciones relativamente complejas cuando se consideran elementos no ideales, como al considerar a la resistencia de la inductancia. Sin embargo, en general se aplican aproximaciones que permiten conocer el desempeño del circuito sin errores significativos [25].

El factor de calidad Q de un circuito resonante se define como: $Q = X_L/R$. Para un factor de calidad $Q > 10$, el cálculo de los parámetros del circuito tanque se simplifican de la manera siguiente: la frecuencia de resonancia paralela f_o (llamada también frecuencia de antirresonancia), es la frecuencia en la cual la reactancia capacitiva es igual en magnitud y opuesta en signo a la reactancia inductiva. La frecuencia de resonancia está dada por la ecuación 3.8.

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad 3.8$$

A la frecuencia f_o , se suman en paralelo dos susceptancias opuestas, de tal manera que

la admitancia es mínima. Para una $Q > 10$, el valor de la impedancia del circuito tanque en paralelo se simplifica a una impedancia resistiva e igual a $Z_o = X_L^2/R$.

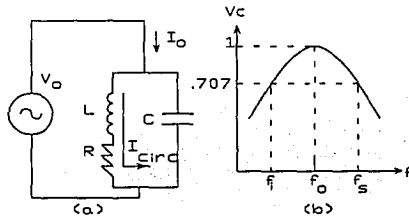


Figura 3.6 Circuito resonante paralelo (antirresonancia).

El ancho de banda de un circuito tanque se define como la diferencia entre las dos frecuencias a las cuales el voltaje se reduce a 0.707 del voltaje máximo que se alcanza en resonancia. A estas frecuencias se les llama frecuencia de corte superior (f_s) e inferior (f_i), o puntos de potencia mitad (figura 3.6b). El ancho de banda y la Q del circuito se relacionan por medio de la ecuación 3.9.

$$\text{Ancho de banda (BW)} = \frac{f_o}{Q} \tag{3.9}$$

Existen dos corrientes a considerar en un circuito RLC paralelo: la corriente de línea I_o y la corriente circulante I_{circ} (figura 3.6a). Estas corrientes en resonancia toman los valores siguientes:

$$I_o = \frac{V_o}{Z_o} \quad I_{circ} = Q I_o \tag{3.10}$$

La bobina transmisora tiene una inductancia $L = 1.185$ mH y una resistencia de 5.66Ω ,

a partir de estos valores, se encuentra el factor de calidad $Q = 6.577$ (para este valor de Q , los parámetros del circuito tanque se calcularán con las fórmulas descritas anteriormente, con un error menor al 3%). Entonces, la capacitancia necesaria para sintonizar el circuito tanque a una frecuencia de 5 KHz, se obtiene a través de la ecuación 3.8; siendo $C = 855$ nF, con lo cual la impedancia del circuito en resonancia es $Z_o = 244.86 \Omega$ (puramente resistiva).

Para el circuito amplificador Darlington, T_1 es un transistor de señal pequeña con ganancia de corriente grande ($\beta_1 = 300$) y T_2 es un transistor de potencia con ganancia de corriente $\beta_2 = 20$.

Se desea que el punto de operación Q del arreglo se encuentre en un punto tal que permita máxima excursión simétrica de corriente (figura 3.5b). Si $V_{cc} = 15$ V y la impedancia del circuito tanque (puramente resistiva) $R_L = 244.86 \Omega$, se obtienen los valores $I_{C2Q} = 30$ mA y $V_{CE2Q} = 7.5$ V. A partir de las ecuaciones del transistor se calcula la corriente de colector en el transistor T_1 como $I_{C1Q} = I_{C2Q} / \beta_2 = 1.5$ mA y la corriente en la base del transistor T_1 como $I_{B1Q} = I_{C1Q} / \beta_1 = 5 \mu A$. Para obtener estos valores de corrientes y voltajes se calcula el valor de la resistencia R_{B1} y el voltaje V_{BB1} de polarización equivalentes en la base del transistor T_1 a través de la ecuación 3.11 [24].

$$R_{B1} = \frac{\beta_1 \beta_2 R_L}{10} \quad 3.11$$

$$V_{BB1} = 11 I_{B1} R_{B1} + V_{BE1} + V_{BE2}$$

Si se toman los valores de las caídas en las juntura base-emisor de los transistores como 0.7 volts y los valores de I_{B1} y R_L y se sustituyen en la ecuación 3.11, se obtiene la resistencia

$R_{BI} = 147 \text{ K}\Omega$ y el voltaje $V_{BI} = 9.4 \text{ V}$. Los valores de las resistencias R_1 y R_2 que producen estos valores se calculan a partir de la ecuación 3.12 [24].

$$R_1 = \frac{R_{BI}}{1 - \frac{V_{BI}}{V_{CC}}} \quad 3.12$$
$$R_2 = \frac{V_{CC}}{V_{BI}} R_{BI}$$

Finalmente, los valores de las resistencias son: $R_1 = 399 \text{ K}\Omega$, $R_2 = 233 \text{ K}\Omega$.

Con estos valores, la corriente máxima que alimentará al circuito tanque es $I_o = 60 \text{ mA}$. Por lo tanto, la corriente circulante máxima dentro del circuito tanque será $I_{dc} = 0.394 \text{ mA}$.

3.3 CIRCUITO RECEPTOR.

El circuito receptor consta de una bobina en forma de 8 rectangular, la cual se sintoniza en paralelo con un capacitor a una frecuencia de 10 KHz (el doble de la frecuencia de excitación). Se utiliza este arreglo para eliminar la contribución de la bobina transmisora, ya que si se quisiera eliminar por medio de un filtro, se necesitaría un filtro de un orden muy grande y además el filtro atenuaría también la segunda armónica disminuyendo la señal a detectar. Además de la bobina en forma de 8 rectangular, el circuito receptor consta también de un amplificador diferencial, para amplificar la señal recibida; de un filtro paso banda, el cual elimina parte de las frecuencias diferentes a 10 KHz que se recogen en la bobina receptora; de un filtro paso-banda de segundo orden con ganancia mayor que uno, el cual se realiza para amplificar la señal dentro de la banda de frecuencia de interés; y de un comparador con histéresis, para convertir la señal senoidal recibida en una señal

cuadrada de la misma frecuencia.

La bobina receptora tiene una inductancia medida de 1.450 mH y una resistencia medida de 7.06 Ω , lo que dá como resultado un factor de calidad $Q = 12.9$ a una frecuencia de 10KHz (2a. armónica de la frecuencia transmitida). El valor de capacitancia necesario para sintonizar la bobina a una frecuencia de 10 KHz es $C = 174$ nF. Se utiliza el circuito tanque en la recepción como una primera etapa de filtrado para poder captar la señal de 10 KHz generada por el amorfo al saturarse sólo en el semiciclo positivo de la señal de excitación. La señal que se recibe en la bobina es de poca intensidad, por lo que debe amplificarse, y al realizar esta función, debe evitarse amplificar la señal de modo común presente en el ambiente (ruido), por lo tanto, se elige un amplificador diferencial.

Amplificador diferencial.

El amplificador diferencial (figura 3.7), se basa en un amplificador operacional de propósito general. La configuración produce un voltaje de salida proporcional a la diferencia entre los dos voltajes de entrada V_a y V_b . Se elige esta configuración para atenuar la señal de modo común (ruido) presente en las terminales de entrada del amplificador operacional aprovechando la razón de rechazo de modo común (RRMC³) del dispositivo. Usando valores típicos de $A_d = 10^5$ y $A_c = 1$, la componente del voltaje en modo común en el voltaje de salida permanece igual, mientras que la componente de voltaje de modo diferencial tiene una ganancia de R_2/R_1 [26].

³ Para un circuito, $RRMC = A_d/A_c$; donde A_d es la ganancia en modo diferencial, mientras que A_c es la ganancia en modo común del dispositivo.

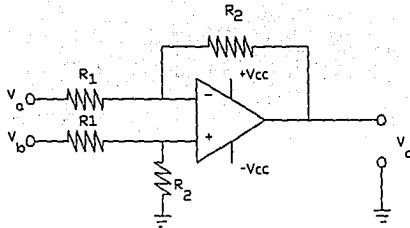


Figura 3.7 Amplificador Diferencial.

La señal recibida en la bobina es débil, por lo que se amplifica por un factor de 100; entonces si $R_1 = 1 \text{ K}\Omega$, entonces $R_2 = 100 \text{ K}\Omega$. A la salida del amplificador diferencial se obtiene una señal con alto contenido de frecuencias. Para la aplicación requerida es importante la señal en 10 KHz; por lo tanto, se utiliza un filtro paso banda para aislar la señal de interés.

Filtro pasa banda.

El filtro pasa banda se forma conectando en cascada un filtro paso bajas y un filtro paso altas. En la figura 3.8 se muestra la respuesta en frecuencia y el diagrama de un filtro paso banda donde f_{RL} y f_{PL} son las frecuencias en la banda de rechazo y la banda de paso del filtro paso bajas, mientras que f_{RH} y f_{PH} lo son para el filtro paso altas. Para la implantación de este filtro se elige una configuración Chebyshev.

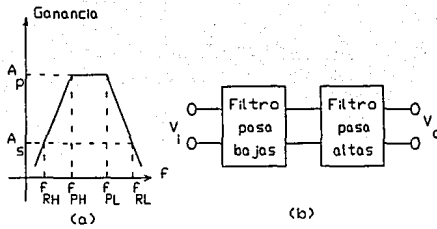


Figura 3.8 Filtro paso banda.

Para el diseño se eligen las siguientes atenuaciones: A_p de 3 dB y A_s de 40 dB, además se eligen las siguientes frecuencias $f_{RH} = 9$ KHz, $f_{PH} = 5$ KHz, $f_{PL} = 11$ KHz y $f_{RL} = 18$ KHz. Se escogen estos valores para que tanto la frecuencia fundamental transmitida (5KHz), como su 4a. armónica (20 KHz), se atenúen lo suficiente y evitar que interfieran en la recepción con la 2a. armónica de la señal transmitida (10 KHz).

El filtro paso bajas debe presentar una atenuación de 3 dB a 11 KHz (banda de paso) y una atenuación de 40 dB en 18 KHz (banda de rechazo). Aplicando la ecuación 3.5 se obtiene que el filtro debe de ser de quinto orden.

Un filtro de quinto orden se forma conectando en serie un filtro de segundo orden con un filtro de tercer orden (figura 3.9)

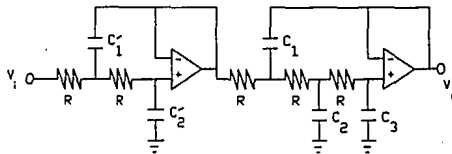


Figura 3.9 Filtro paso bajas de quinto orden.

Los coeficientes normalizados de los filtros se obtienen de [24]. Para el filtro de tercer orden los coeficientes son:

$$C_1/C = 4.446 \quad C_2/C = 2.52 \quad C_3/C = 0.3804$$

mientras que para el filtro de segundo orden

$$C_1'/C = 6.810 \quad C_2'/C = 0.158$$

de la ecuación 3.6 se obtiene el factor de escalamiento; si se elige el valor comercial para la resistencia $R = 1 \text{ K}\Omega$, entonces $C = 14 \text{ nF}$. Sustituyendo C en los coeficientes normalizados se obtiene, para el filtro de tercer orden:

$$C_1 = 64 \text{ nF} \quad C_2 = 36.4 \text{ nF} \quad C_3 = 5.5 \text{ nF}$$

para el filtro de segundo orden

$$C_1' = 98.5 \text{ nF} \quad C_2' = 2.2 \text{ nF}$$

El filtro paso altas debe presentar una atenuación de 3 dB a 9 KHz y 40 dB a una frecuencia de 5 KHz, de la ecuación 3.5 se obtiene el orden del filtro Chebyshev que cumple los requerimientos anteriores, el cual es $n_c = 5$.

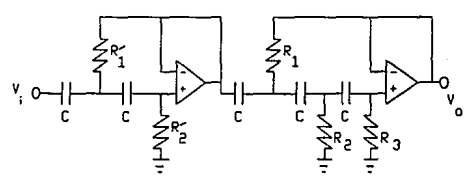


Figura 3.10 Filtro paso altas de quinto orden.

El filtro de quinto orden (figura 3.10) consta de un filtro de tercer orden, cuyos coeficientes normalizados son [24]:

$$R/R_1 = 4.446 \quad R/R_2 = 2.52 \quad R/R_3 = 0.3804$$

en serie con un filtro de segundo orden con coeficientes normalizados

$$R/R_1' = 6.810 \quad R/R_2' = 0.158$$

a través de la ecuación 3.13 se obtiene el factor de escalamiento R

$$R = \frac{1}{2\pi f_p C} \quad 3.13$$

si se elige el valor comercial de capacitancia $C = 1 \text{ nF}$, $R = 17.683 \text{ K}\Omega$. Sustituyendo R en los coeficientes normalizados, se obtiene que para el filtro de tercer orden

$$R_1 = 3.977 \text{ K}\Omega \quad R_2 = 7.017 \text{ K}\Omega \quad R_3 = 46.487 \text{ K}\Omega$$

mientras que para el de segundo orden

$$R_1' = 2.596 \text{ K}\Omega \quad R_2' = 111.923 \text{ K}\Omega$$

Filtro con ganancia.

Después de pasar la señal por el filtro paso banda se amplifica, pero sólo en una banda de frecuencia. Esto se realiza con un filtro paso banda con ganancia mayor que uno. El circuito se basa en un amplificador operacional (figura 3.11)

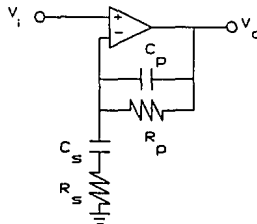


Figura 3.11 Filtro paso banda con ganancia.

En [16] se realiza el análisis del circuito y se obtiene la función de transferencia (ecuación 3.14).

La frecuencia alta de corte se controla con el polo localizado en $1/(2\pi R_p C_p)$, mientras que la frecuencia baja se controla con el polo localizado en $1/(2\pi R_s C_s)$.

$$H(s) = \frac{sR_p C_s}{(sR_s C_s + 1)(sR_p C_p + 1)} + 1 \quad 3.14$$

Para una frecuencia baja de corte de 8 KHz y fijando $C_s = 10$ nF, entonces $R_s = 2$ K Ω ; mientras que para una frecuencia alta de corte de 12 KHz y $C_p = 1.51$ nF, $R_p = 8.7$ K Ω . Se colocan 3 etapas en serie y se obtiene la función de transferencia que muestra la figura 3.12

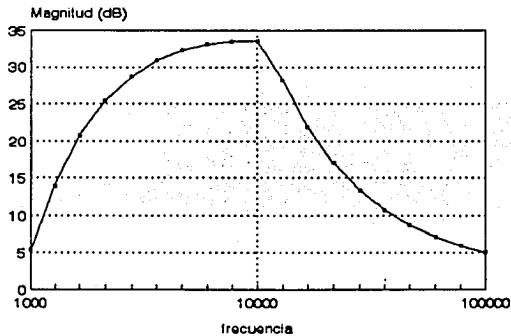


Figura 3.12 Función de transferencia del filtro paso banda con ganancia.

Comparador con histéresis

La señal filtrada de 10 KHz se convierte a una señal cuadrada de la misma frecuencia por medio de un circuito comparador inversor con histéresis (figura 3.13a). Se elige este tipo de

comparación para evitar pulsos falsos a la salida; su función característica se ilustra en la figura 3.13b.

Siempre que cualquier circuito cambia de un estado a un segundo estado con cierto nivel de la señal de entrada, y después revierte del segundo al primer estado con un nivel de señal de entrada diferente, se dice que el circuito exhibe histéresis. Para el comparador presente, la diferencia en los niveles de la señal de entrada es $V_H = V_{US} - V_{UI}$. Donde V_H es el voltaje de histéresis, V_{US} es el voltaje de umbral superior y V_{UI} es el voltaje de umbral inferior.

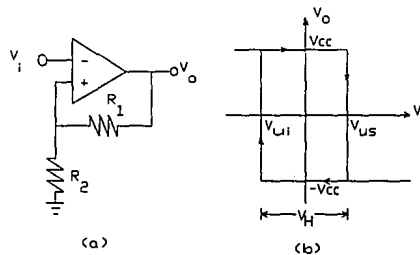


Figura 3.13 Comparador con histéresis.

Si el voltaje de histéresis se diseña para ser mayor que el voltaje de ruido pico a pico, no habrá cruces falsos a la salida. Por lo tanto, V_H indica que tanto ruido pico a pico puede soportar el circuito. Al observar experimentalmente la señal que entra al comparador, se eligió un $V_H = 3.6$ V, por lo tanto $V_{US} = 1.8$ V y $V_{UI} = -1.8$ V. Los valores de las resistencias se calculan con base en la relación $R_1 = nR_2$, donde n se calcula por medio de la ecuación 3.15 [23]

$$n = \frac{V_{sat} - (-V_{sat})}{V_H} \quad 3.15$$

Si $V_{sat} = V_{cc}$ y $V_{cc} = 12 \text{ V}$, entonces $n = 5.6$; por lo tanto si $R_2 = 10 \text{ K}\Omega$, en consecuencia $R_1 = 56 \text{ K}\Omega$.

3.4 CIRCUITO DETECTOR.

En esta etapa se toma como referencia la señal transmitida, para detectar que la señal recibida tenga el doble de la frecuencia original. Como existen variaciones en la fase de la señal recibida debido a la posición relativa del amorfo dentro de la zona de detección, entonces no es recomendable un procesamiento analógico, por lo que se realiza en forma digital; para esto, tanto la señal transmitida como la recibida se convierten a una secuencia de pulsos de 0 a 5 volts por medio de comparadores. La señal recibida pasa a un circuito monoestable para generar pulsos de duración fija, aún cuando la señal recibida tenga duraciones diferentes. (El ciclo de trabajo⁴ del tren de pulsos que genera el comparador en la recepción depende de la amplitud de la señal recibida y ésta a su vez es función de la posición relativa del amorfo dentro del área de detección). La señal a la salida del monoestable y la señal que sale del comparador para la señal transmitida pasan a un circuito digital, al cual se ha denominado circuito detector digital de coherencia, cuando este circuito detecta una señal del circuito receptor con el doble de la frecuencia del circuito transmisor envía un pulso al circuito indicador.

⁴ Para un tren de pulsos, el ciclo de trabajo = ton/T , donde ton es el tiempo en que la señal se encuentra en estado alto y T es el período de la señal.

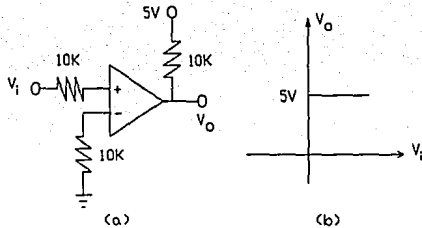


Figura 3.14 Comparador de cruce por cero.

Detector de cruce por cero.

Tanto la señal original de transmisión como la señal a la salida del circuito receptor se introducen cada una a un comparador de cruce por cero respectivamente, el cual se basa en un comparador de salida colector abierto. Esto permite que la salida tenga una variación de 0 a 5 volts (señales TTL). La configuración del circuito, así como su curva característica de entrada-salida se muestran en la figura 3.14

La señal recibida, del comparador pasa a un circuito monostable, el cual convierte un pulso de cualquier duración a un pulso de duración fija. El circuito integrado 74121 (multivibrador monostable con entradas *Schmitt-Trigger*) se utiliza para realizar esta función (figura 3.15).

Cuando se introduce a este circuito una excitación que tiene una transición de 0 a 5 volts, se genera un pulso cuya duración se determina a través de un arreglo RC externo (ecuación 3.16) [27]

$$\text{ancho de pulso } (t_w) = 0.7 RC$$

3.16

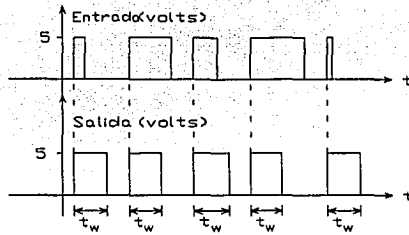


Figura 3.15 Respuesta del circuito monoestable a pulsos de diferente duración.

Se elige una duración de pulso de 0.4 ms., lo cual permite que el pulso pueda seguir una señal de 10 KHz. Si $C = 47 \text{ nF}$, entonces $R = 12 \text{ K}\Omega$.

Circuito detector digital de coherencia.

La señal a la salida del monoestable y la señal transmitida a la salida del comparador de cruce por cero se introducen al circuito detector digital de coherencia. Este circuito detecta cuando la señal recibida tiene el doble de la frecuencia de la señal transmitida (2a. armónica) y manda una señal al indicador. Como primer intento para realizar esta función se realizó un circuito base, el cual constaba de un contador cuyo reloj eran los pulsos de la señal recibida y un basculador D, cuya señal de reloj eran los pulsos de la señal transmitida a la salida del comparador de cruce por cero. El basculador funcionaba bajo la configuración T (divide la frecuencia del reloj entre dos). Cuando el basculador estaba en estado cero, limpiaba el contador, cuando estaba en estado uno, detectaba el número de pulsos recibía el contador por medio de la salida de éste. Si detectaba que se recibían dos pulsos en el contador durante este período, generaba un pulso, en caso contrario no generaba nada y

repetía una vez más el ciclo al limpiar el contador y dejarlo listo para volver a acumular los pulsos a la entrada. El diagrama de este circuito se muestra en la figura 3.16.

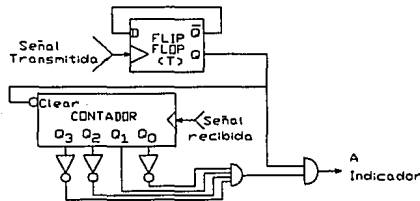


Figura 3.16 Circuito detector digital de coherencia básico.

Durante la prueba del circuito anterior, se observó una interferencia de 60 Hz en la señal recibida, esto provocaba disparos falsos a la salida del circuito detector debido a que la señal de 60 Hz se sumaba a la recibida y provocaba que se observaran periódicamente dos pulsos (cuando solo debía observarse uno) a la entrada del contador durante el tiempo en el cual el basculador estaba en alto. Debido a lo anterior, se modificó el circuito detector digital de coherencia de la manera siguiente: la señal recibida se pasa por dos basculadores D en configuración T, de tal forma que a la salida del segundo basculador se encuentra la señal transmitida dividida entre cuatro, esta señal es la que se utiliza para controlar al contador, con esta modificación deben contarse cuatro pulsos en este contador cuando la señal a la salida del segundo basculador se encuentra en estado alto para generar la señal que activará al circuito indicador (figura 3.17). Con esta configuración se elimina el efecto producido por la señal de 60 Hz, ya que ésta solo actúa sobre un pulso de la señal recibida cada cierto tiempo, al modificar el circuito, se observan dos períodos de la señal de transmisión, aumentando así la confiabilidad de la detección.

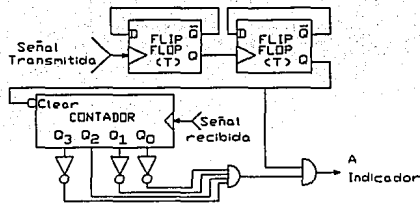


Figura 3.17 Circuito detector digital de coherencia modificado

La señal generada por el circuito detector pasa al circuito indicador, que es simplemente un circuito monostable cuyo pulso de salida tiene una duración de 3 segundos y su salida se conecta a un transistor de señal pequeña que a su vez activa un timbre, el cual proporciona una señal audible en caso de que el amorfo esté presente dentro de la zona de detección. El esquema del circuito indicador se muestra en la figura 3.18.

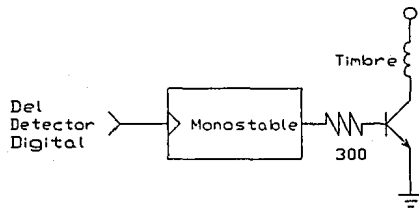


Figura 3.18 Circuito indicador.

CAPÍTULO 4 RESULTADOS EXPERIMENTALES.

En este capítulo se reportan los resultados obtenidos en experimentos realizados con el circuito detector de metales amorfos, el cual fue construido con los elementos descritos en el capítulo anterior.

4.1 METODOLOGÍA

El procedimiento utilizado para realizar los experimentos consistió en poner una muestra del metal amorfo dentro del área de detección. Se colocó en un sitio significativo para después ir variando su posición dentro del área de detección. Lo anterior se realizó con dos fines principales: el primero fue detectar el grado de saturación magnética del material, mientras que el segundo consistió en localizar las zonas de mayor sensibilidad del sistema. Para la primera prueba se realizaron lecturas en un analizador de espectros a la salida del amplificador diferencial, para obtener la relación frecuencia fundamental vs 2a. armónica presente en la señal captada por la bobina receptora; para las demás pruebas, se tomaron mediciones de voltaje a la salida del filtro paso banda con ganancia.

La separación entre las bobinas fue de 50 cm, distancia para la cual el campo calculado logra saturar al amorfo. Cabe recordar que las bobinas miden 60 cm de base y 30 cm de altura.

4.2 POSICIÓN DE LAS BOBINAS Y COMPOSICIÓN DEL METAL AMORFO.

La posición en que se colocaron las bobinas para realizar las pruebas se observa en la figura 4.1. En esta figura también pueden apreciarse los ejes a los que se hará mención en el desarrollo de los experimentos. Como puede observarse, las bobinas se colocan en posición coaxial y separadas una distancia de 50 cm.

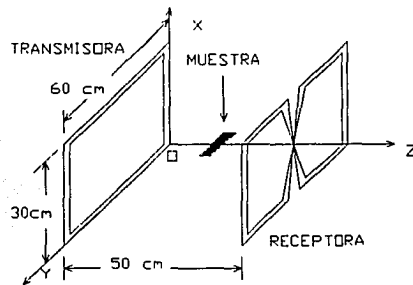


Figura 4.1 Disposición de las bobinas dentro de los ejes.

El metal amorfo elegido para realizar las pruebas fue una aleación basada en cobalto, debido a su baja magnetostricción. Esta es una aleación fabricada por Allied Chemical Corporation con nombre comercial *Metglas Alloy 2714A*, cuyas principales características y curva de saturación se muestran en el capítulo 1 de esta tesis.

La muestra del metal amorfo con la que se realizaron la mayoría de los experimentos mide 14.5 cm de largo por 6 mm de ancho con un espesor de 0.33 mm.

4.3 EXPERIMENTOS Y RESULTADOS.

Experimento # 1

Objetivo.- El objetivo del experimento fue analizar el grado de saturación de la muestra del material amorfo dentro de un campo magnético con base en el contenido armónico inducido por éste en la bobina receptora.

Procedimiento.- El metal amorfo se colocó inicialmente en el origen del sistema de coordenadas (0,0,0) variando su posición sobre el eje Z hasta llegar al extremo de la bobina receptora (0,0,50 cm). A partir de las mediciones se obtuvo la magnitud de la fundamental y la segunda armónica por medio de un analizador de espectros. El valor de la intensidad de campo magnético generado por la bobina transmisora sobre estas posiciones cuando circula por ella una corriente de 0.6 Amperes se calculó en base al análisis desarrollado en el capítulo 2 del presente trabajo y se muestra en forma gráfica en la figura 4.2.

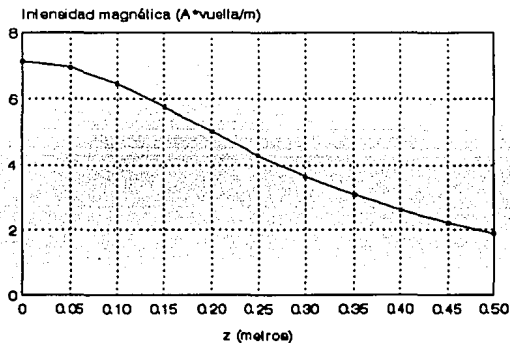


Figura 4.2 Intensidad de campo magnético sobre el eje Z, en el plano $X = 0$ y $Y = 0$.

Resultados.- Los resultados obtenidos en este experimento se muestran en forma

porcentual como la razón de la amplitud de la 2a. armónica con respecto a la amplitud de la fundamental (figura 4.3).

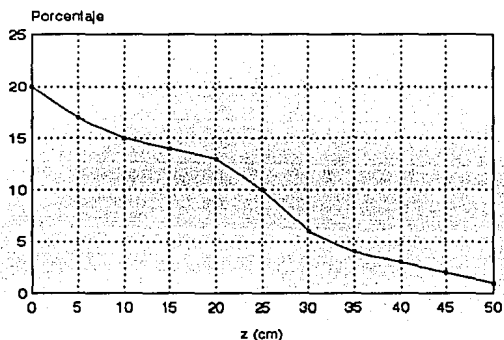


Figura 4.3 Porcentaje de la 2a. armónica con respecto a la fundamental.

Análisis de los resultados.- En la figura 4.3 se aprecia que la razón amplitud de señal de frecuencia fundamental-amplitud de la segunda armónica decrece conforme la muestra se aleja de la bobina transmisora. Esto significa que el material se encuentra saturado menos tiempo (según el análisis presentado en el capítulo 2). Esto ocurre debido a que la intensidad magnética generada por la bobina también disminuye conforme el punto de observación se aleja (figura 4.2). Por otra parte, también puede apreciarse que dentro de la zona de detección (espacio que existe entre las dos bobinas), la intensidad de campo magnético alcanza a saturar a la muestra ya que se presentan señales armónicas de la señal fundamental transmitida.

Experimento # 2

Objetivo.- Este experimento tuvo por objeto el determinar la sensibilidad del sistema en el eje Z.

Procedimiento.- Se colocó la muestra del material amorfo en el origen (0,0,0) y se varió la posición sobre el eje Z hasta llegar a la bobina receptora (0,0,50 cm), midiendo en cada paso el voltaje a la salida del filtro paso banda con ganancia (2a. armónica).

Resultados.- Los resultados del experimento se observan en la figura 4.4, la cual reporta la magnitud del voltaje.

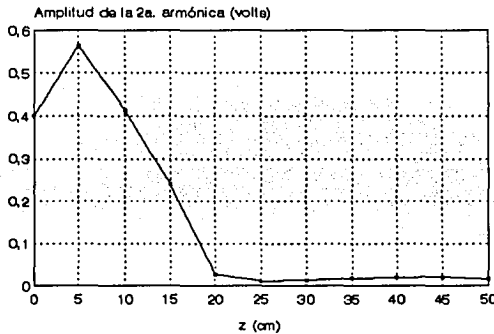


Figura 4.4 Sensibilidad del sistema detector con respecto al eje Z.

Análisis de resultados.- A partir de la gráfica puede observarse que la respuesta del sistema decrece conforme la muestra del metal amorfo se aleja de la bobina transmisora, teniendo su mínimo a la mitad de la distancia entre las dos bobinas (25 cm), para después incrementarse levemente. Por lo tanto, se encuentra el punto de menor sensibilidad (sobre el eje Z) a la mitad de la distancia entre las bobinas, mientras que los puntos de mayor

sensibilidad se encuentran junto a la bobina transmisora.

Experimento # 3

Objetivo.- El objetivo de este experimento fue determinar la sensibilidad del sistema detector cuando la posición de la muestra se varía sobre el eje X.

Procedimiento.- El procedimiento de este experimento fue similar al del anterior, sólo que ahora la muestra del metal amorfo se colocó en el origen del sistema de coordenadas propuesto (0,0,0) variando su posición sobre el eje X hasta llegar al otro extremo de la bobina transmisora (30 cm,0,0).

Resultados.- Los resultados del experimento se muestran en la figura 4.5

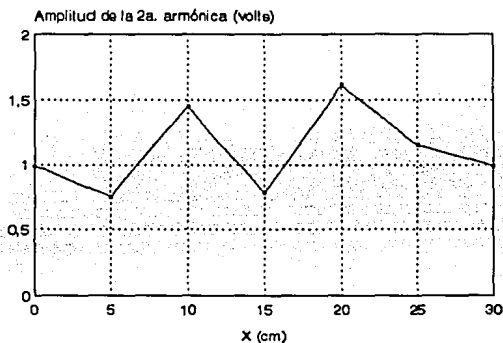


Figura 4.5 Sensibilidad del sistema detector con respecto al eje X.

Análisis de resultados.- A partir de la gráfica puede apreciarse que la respuesta del sistema presenta dos zonas de sensibilidad mayor al aproximar la muestra a los lados de las bobinas paralelos al eje Y, mientras que la sensibilidad disminuye cuando se encuentra en

el punto intermedio entre éstos ($X = 15$ cm). Puede observarse una asimetría en la respuesta del amorfo, pero hasta el momento no se cuenta con los elementos suficientes para explicarla.

Experimento # 4

Objetivo.- El objetivo de este experimento fue el de analizar la sensibilidad del sistema al variar la posición del amorfo sobre el eje Y.

Procedimiento.- La muestra del metal amorfo se colocó en el origen del sistema de coordenadas (0,0,0) y fue variando su posición sobre el eje Y hasta llegar al otro extremo de la bobina transmisora (0,60,0).

Resultados.- Los resultados obtenidos de este experimento se muestran en la figura 4.6

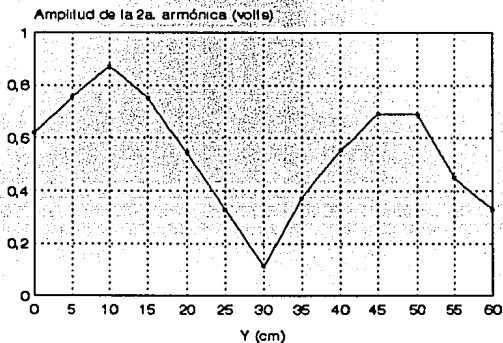


Figura 4.6 Sensibilidad del sistema detector con respecto al eje Y.

Análisis de resultados.- La amplitud de la señal decrece conforme la muestra se acerca al centro de la bobina transmisora, debido a que la contribución del campo a cada uno de

los arrollamientos de la bobina receptora se resta hasta llegar al punto en el que la señal transmitida debería anularse completamente. Esto ocurre cuando el metal se encuentra en la mitad de la bobina. En este caso se aprecia que el punto de menor sensibilidad se encuentra aproximadamente a la mitad de la bobina transmisora, pero no tiene voltaje de salida cero; por otro lado, la magnitud del voltaje debería de ser simétrico con relación a la mitad de la bobina transmisora, pero no lo es. Las dos aparentes contradicciones comentadas anteriormente se deben a imperfecciones en la construcción de la bobina receptora, ya que de alguna manera los dos lóbulos no son completamente iguales.

Experimento # 5.

Objetivo.- El objetivo de esta prueba fue el de analizar el comportamiento del sistema cuando la muestra del metal amorfo mantiene una inclinación con respecto al plano de las bobinas.

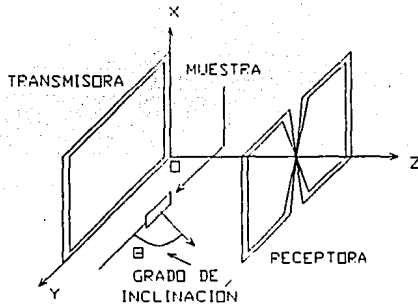


Figura 4.7 Orientación del amorfo con respecto al plano de las bobinas y ángulo relativo.

Procedimiento.- El metal amorfo se colocó en un plano paralelo al formado por las

bobinas a la mitad de la distancia que las separaba. El centro del amorfo se localizó en (0,50,25) cm, después se varió el ángulo de inclinación del metal amorfo con respecto al plano de las antenas (figura 4.7).

Resultados.- En la figura 4.8 se muestra la respuesta del sistema con respecto al grado de inclinación del metal amorfo.

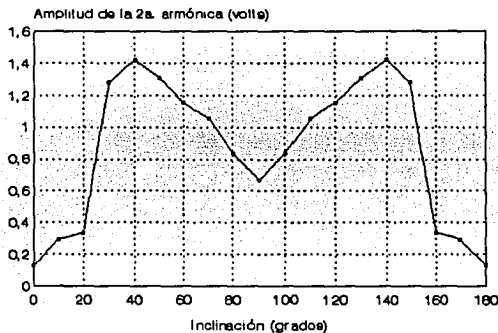


Figura 4.8 Sensibilidad del sistema con respecto al grado de inclinación de la muestra.

Análisis de resultados.- De la figura se observa que la respuesta mínima del sistema se produce cuando el metal amorfo se encuentra en un plano paralelo al que contiene a las bobinas, mientras que la respuesta máxima se obtiene cuando el material se coloca con una inclinación de 40° con respecto al mismo plano. Se aprecia una respuesta simétrica del material con respecto a 90°, a través de lo cual puede deducirse que el material no tiene ningún tratamiento especial sobre alguno de sus ejes.

Experimento # 6

Objetivo.- El objetivo del presente experimento fue el de analizar la respuesta del sistema conforme se variaba el área de la muestra del material amorfo al recortar el largo de la muestra, la cual tenía un ancho de 6 mm constante.

Procedimiento.- Se colocó al metal amorfo a la mitad de la distancia de las bobinas y paralelo al plano que las contiene (figura 4.7), haciendo coincidir su centro con el punto (0,50,25) cm. Después de tomar una primera lectura del voltaje, se procedió a cortar el material y volverlo a colocar entre las bobinas, haciendo que el punto medio de la tira coincidiera con el anterior y así sucesivamente, hasta que el largo del amorfo no permitiera realizar mediciones significativas. Para cada uno de los tamaños se tomó la lectura del voltaje inducido en la bobina receptora.

Resultados.- La figura 4.9 muestra una gráfica del voltaje a la salida del filtro paso banda con ganancia con respecto al área de la muestra.

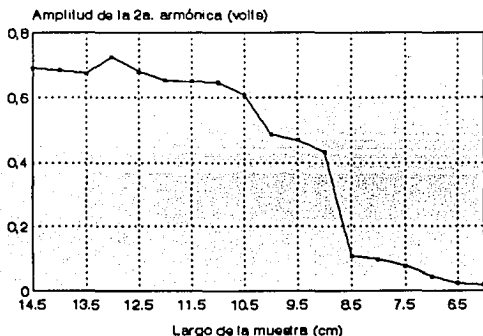


Figura 4.9 Sensibilidad del sistema con respecto al tamaño de la muestra.

Análisis de resultados.- Como puede apreciarse, conforme se incrementa el área de la

muestra también aumenta la respuesta del sistema, aunque aparentemente existe un largo ideal de 13 cm, en el cual se aprecia una respuesta mayor. Por otro lado, cuando la muestra es menor a 6 cm, el área es pequeña, por lo que no se aprecia un efecto significativo en la recepción (con el sistema diseñado).

Experimentos adicionales

Objetivo.- Estos experimentos se realizaron con el fin de observar la respuesta del sistema al introducir en la zona de detección materiales de diversa composición.

Procedimiento.- Se introdujeron entre las bobinas diversos materiales (magnéticos y no magnéticos) y se observó si el sistema activaba al circuito indicador. Después se colocaron estos mismos materiales con la muestra del material amorfo para observar si el sistema detectaba su presencia.

Resultados.- No hubo detección cuando se introdujeron materiales diferentes a la aleación amorfa entre las bobinas, y cuando se introdujeron materiales magnéticos de tamaño considerable junto con la muestra del material amorfo tampoco existió detección. Cuando se introdujeron elementos no magnéticos o magnéticos de tamaño pequeño junto con la muestra del material amorfo si existió señal de detección.

Análisis de resultados.- A partir de lo descrito en el párrafo anterior se observa que el sistema es capaz de discriminar al metal amorfo de otros materiales. Por otro lado, debe tomarse en cuenta que cuando se coloca al metal amorfo junto con materiales magnéticos diferentes y relativamente grandes, el efecto generado por el material magnético diferente es mucho mayor que el del amorfo, por lo tanto, no se detecta la 2a. armónica.

Se desea saber si este sistema detecta cintas de material amorfo al igual que el utilizado en la biblioteca de la División de Estudios de Posgrado de la Facultad de Ingeniería, por lo que se realizó el siguiente experimento.

Objetivo.- El objetivo de este experimento es observar si puede detectarse el metal amorfo que se usa en los libros de la biblioteca como marca de protección.

Procedimiento.- Se colocó un libro de la biblioteca en la zona de detección. El libro fue orientado en diferentes posiciones y se observó si esto activaba el sistema.

Resultados.- El sistema detectó al metal amorfo que se utiliza como marca en los libros de la biblioteca cuando:

- a) el libro se colocó junto a la bobina receptora (en cualquier posición) y
- b) cuando el libro se colocó en posición perpendicular a las bobinas en cualquier parte del área de detección.

En planos paralelos y separados de la bobina transmisora no hubo detección.

Análisis de resultados.- El detector de metales amorfos descrito en la presente tesis fue capaz de detectar el amorfo en los libros de la biblioteca, cuando estos se colocan en ciertas posiciones dentro del área de detección. Se desconoce la composición del metal que sirve de marca de protección en estos libros, pero pudo observarse que las dimensiones de la tira amorfa utilizada en los libros son menores a la muestra que se ha utilizado en todas las pruebas. Además, pudo apreciarse que las tiras se colocan en los libros sobre la pasta en posición perpendicular al lomo del libro. En las conclusiones que se presentan en el próximo capítulo se expresa la forma en la cual el sistema podría detectar estos libros sin importar su posición.

CONCLUSIONES.

En este trabajo se han estudiado las propiedades magnéticas únicas que presentan los metales amorfos, así como la posibilidad de usar estas particularidades para aplicaciones reales. Con este fin se construyó el sistema detector de metales amorfos, el cual puede tener las siguientes aplicaciones.

- Los metales vidriosos pueden usarse como marcas en sistemas ocultos de seguridad. Si se fija una muestra del amorfo en el objeto a proteger y se colocan sistemas de detección, como el descrito en este trabajo, en los accesos al lugar, se logra conocer cuando alguna persona sustrae un bien sin la autorización adecuada.

- La respuesta que se genera en el material amorfo se incrementa al aumentar la intensidad del campo magnético que atraviesa por él. Por otro lado, la intensidad de campo magnético que existe en un punto, depende de la distancia entre la fuente y el lugar donde se desea calcular la intensidad. Tomando en cuenta lo anterior, un sistema similar al detector de metales amorfos puede utilizarse como sensor de posición.

- Otra aplicación derivada de lo descrito anteriormente, podría ser un medidor de intensidad de campo magnético. Aún cuando el amorfo se encuentre en saturación, podría analizarse el porcentaje del contenido armónico con respecto al fundamental y así conocer el campo recibido. Para esta aplicación, el campo debe ser lo más senoidalmente puro posible.

CONCLUSIONES EXPERIMENTALES Y TRABAJO FUTURO.

De los resultados obtenidos en los experimentos descritos en el capítulo anterior, pueden formularse las siguientes conclusiones:

- La sensibilidad del sistema depende del ángulo relativo que guarda la posición del amorfo con el plano en el que se encuentran las bobinas. La posición de menor sensibilidad se obtuvo cuando el amorfo se encuentra en un plano paralelo al formado por las bobinas, mientras que, cuando el ángulo relativo toma un valor de 40° se tiene la máxima respuesta del sistema.

- Otro factor importante en la respuesta del sistema es la distancia que existe entre el amorfo y las bobinas (tanto transmisora como receptora). Para las distancias usadas en las pruebas, se obtiene la menor sensibilidad cuando el amorfo se encuentra a la mitad de la distancia entre las bobinas, mientras que cuando se encuentra cerca de la bobina transmisora la respuesta es máxima.

- No es posible cancelar totalmente el campo en la bobina receptora cuando se encuentra en condiciones de equilibrio. Lo anterior indica una construcción deficiente de las bobinas. Esto puede depender directamente de diferencias entre los dos arrollamientos que conforman la bobina receptora.

- El sistema es capaz de discriminar el metal amorfo de otros materiales (magnéticos y no magnéticos). Una limitante del sistema se presenta cuando alguna pieza de un metal magnético de tamaño considerable se coloca simultáneamente junto con el amorfo en la

zona de detección, pues el sistema es incapaz de detectar esta condición.

- El tamaño de la zona de detección (distancia entre las bobinas), depende directamente de la intensidad de campo generada por la bobina transmisora y el patrón de recepción de la bobina receptora. Para las dimensiones que se utilizaron en este trabajo, se eligió una distancia de 50 cm, debido a que el campo magnético calculado alcanza a saturar al metal amorfo en toda la zona de detección. Al realizar pruebas se comprobó que efectivamente existía saturación del amorfo en esta zona.

Puede aumentarse el volumen de la zona de detección si se incrementa la intensidad de campo magnético, lo cual puede lograrse de las siguientes formas.

- Al aumentar el área o el número de vueltas de la bobina transmisora, se logra un incremento en la intensidad de campo.

- Si se incrementa la corriente que circula por la bobina transmisora, el campo radiado por ésta también aumentará.

La sensibilidad y alcance del sistema pueden mejorarse si se toman en cuenta también los siguientes factores.

- Debe cuidarse minuciosamente la construcción de las bobinas para comprobar que estén perfectamente balanceadas, de tal manera que cuando se coloquen en posición de equilibrio, el voltaje total a la salida de la bobina receptora sea únicamente función de algún objeto magnético introducido en la zona de detección.

- Al aumentar el área de la bobina receptora, también se incrementa la sensibilidad de recepción; esto es, la bobina receptora es capaz de detectar señales más débiles a una distancia mayor.

PROBLEMAS ABIERTOS.

Dentro de este trabajo existen ciertos temas que pueden ser objeto de un estudio más profundo.

- Sería conveniente modelar matemáticamente la relación que existe entre el tamaño y forma de la muestra del metal amorfo y la sensibilidad del sistema, esto para aprovechar en forma óptima el material.

- La detección del contenido de frecuencias de una señal puede realizarse por métodos computacionales. Se podría buscar e implantar en un microprocesador, un algoritmo que cumpla tal fin [27] y comparar la sensibilidad entre las diferentes detecciones.

- Otro detalle importante sería el conocer la frecuencia óptima para la aplicación, de esta manera, podrían aprovecharse al máximo las propiedades del metal amorfo.

- Podría buscarse la forma de realizar un diseño en el cual el metal amorfo pueda habilitarse o deshabilitarse a conveniencia; esto es, que al aplicarle un proceso, no se detecte su presencia al atravesar la zona de detección. Esto podría llevarse a cabo si el material amorfo se magnetizara de tal manera que solo trabajara en la región de saturación, por lo tanto al incidir un campo magnético en él no se apreciaría respuesta en la recepción.

- Finalmente, podría probarse otro arreglo de bobinas, como el de la figura 2.14. Al utilizar este tipo de arreglo, se aumenta al doble el área de la bobina receptora y se aprovecha la capacidad de la bobina transmisora de radiar en ambos sentidos.

REFERENCIAS

- [1] Tracey, L., Wright, P.; "*I Spy*"; Electronics World + Wireless World; Octubre 1989.
- [2] Hasegawa, R.; "*Metallic Glasses in Devices for Energy Conversion and Conservation*"; Journal of Non-Crystalline Solids, 1984.
- [3] Hasegawa, R.; "*Amorphous Magnetic Materials a History*"; Journal of Magnetism and Magnetic Materials, 1991.
- [4] Flanders, P. J., Graham, C.D., Egami, T.; "*Magnetic Properties of Amorphous Alloys*"; IEEE Transactions on Magnetics, Septiembre 1975.
- [5] Boll, R., Hiltzinger, H. R.; "*Comparison of Amorphous Materials Ferrites and Permalloys*"; IEE Transactions on Magnetics, Septiembre 1983.
- [6] Mohri, K.; "*Review on Recents Advances in the Field of Amorphous Materials Ferrites and Permalloys*"; IEE Transactions on Magnetics, Septiembre 1983.
- [7] Hasegawa, R.; *Glassy Metals: Magnetic, Chemical and Structural Properties*; CRC Press Inc, 1983
- [8] Hasegawa, R.; "*Application of Rapidly Solidified Metals in the USA and Japan*"; Metallische Werkstoffe, 1990.
- [9] Metals Handbook Committee; *Metals Handbook, Vol.1 Properties and Selection of Metals*; American Society for Metals, 1961.
- [10] Reitz, J. R., Milford, F. J., Christy, R. W.; *Fundamentos de la Teoría Electromagnética*; Fondo Educativo Interamericano, 1984.
- [11] Wangsness, R. K.; *Electromagnetics Fields*; Willey (2a. Edición), 1986.
- [12] Hayt, W. H.; *Teoría Electromagnética*; McGraw-Hill, 1979.
- [13] Orellana, E.; *Prospección Geoeléctrica por Campos Variables*; Paraninfo, 1974.
- [14] Kauffman, A. A.; *Inductive Mining Prospecting*; Elsevier, 1985.
- [15] Doebelin, E. O.; *Measurements Systems Applications and Design*; McGraw-Hill, 1984.
- [16] Fernández-Zepeda, J. A., Hernández-García, H., Vargas-Sandoval, D. F.; *Estudio Sobre los Sensores de Proximidad*; Tesis de Licenciatura, Facultad de Ingeniería UNAM, 1991;

Director: Lepe-Casillas Fernando.

- [17] Krauss, J. D.; *Electromagnetismo*, 3a. edición; McGraw-Hill, 1984.
- [18] Robert, P.; *Electrical and Magnetic Properties of Materials*; Artech House,
- [19] Willcock, N. M., Tanner, B. K.; "Harmonic Analysis of B-H Loops"; IEEE Transactions on Magnetics, Septiembre 1983.
- [20] Kreyszig, E.; *Matemáticas Avanzadas Para la Ingeniería, Vol. 1*; Limusa, 1982.
- [21] Hsu, H. P.; *Análisis de Fourier*; Fondo Educativo Interamericano, 1970.
- [22] Rodríguez-Rodríguez, Joaquín H.; *Conversaciones Privadas*; Instituto de Investigaciones Eléctricas; Cuernavaca, Morclos, 1993-1994.
- [23] Coughlin, R. F., Driscoll, F. F.; *Operational Amplifiers and Linear Integrated Circuits*; McGraw-Hill, 1982.
- [24] Savant, C. J., Roden, M. S., Carpenter, G. L.; *Electronic Design: Circuits and Systems*, 2a. edición; Benjamin/Cummings Publishing Company Inc, 1991.
- [25] Smith, J.; *Modern Communication Circuits*; McGraw-Hill, 1986.
- [26] Schilling, D. L., Belove, C.; *Electronic Circuits, Discrete and Integrated*, 2a. edición; McGraw-Hill, 1981.
- [27] Texas Instruments; *TTL Data Book*; Texas Instruments Inc, 1981.
- [28] Lepe-Casillas, F., Kuhlmann, F., Durán, J. A.; "Detección Binaria de Señales de Comunicaciones Muestreadas"; Academia Nacional de Ingeniería Guanajuato Gto., 1988.