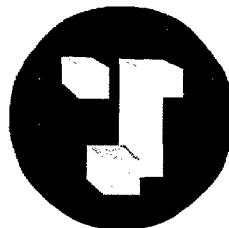


UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID  
ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS  
DE TELECOMUNICACIÓN



TESIS DOCTORAL

**Estudio de Dispositivos Magnetométricos  
Aplicación al Proyecto NANOSAT**

Presentada por:

**Marina Díaz Michelena**  
*Licenciada en Ciencias Físicas*

Directores:

**Pedro Sánchez Sánchez**  
*Catedrático de Universidad*  
**Claudio Aroca Hernández-Ros**  
*Catedrático de Universidad*

Madrid, febrero de 2004

Tribunal nombrado por el Mgco. Y Excmo. Sr. Rector  
de la Universidad Politécnica de Madrid, el día ..... de  
..... de 20.....

Presidente D.

Vocal D.

Vocal D.

Vocal D.

Secretario D.

Realizado el acto de lectura y defensa de la Tesis el día

..... de ..... de 20.....en .....

Calificación .....

EL PRESIDENTE

LOS VOCALES

EL SECRETARIO

## Agradecimientos

Mi madre solía decir que ella tenía una carrera: la mía, y que estaba a punto de terminar otra: la de mi hermano. Tenía razón. Conmigo han terminado la tesis mi madre, mi padre, mi hermano, Ignacio y muchos de mis amigos.

Quisiera resumir en unos párrafos mi agradecimiento a todas las personas que me han ayudado a terminar este trabajo, ya sea con su propio trabajo o con su aliento cada día durante todos los días.

Aún recuerdo cuando Eloísa me trajo por primera vez a Teleco. Subía las escaleras tan rápida, que me daba vergüenza no poder seguirla. Aún me da vergüenza.

Recuerdo mis primeros pasos en el laboratorio con José. Cuando me daba collejas si me equivocaba, pero me volvía a explicar las cosas con tanta paciencia. Siempre me hacía sonreír.

Tampoco olvidaré nunca los ratos en el laboratorio con Claudio, su imaginación y creatividad. Su santa paciencia, su apoyo, su cariño, y su empeño por hacernos la vida bella. La palabra amable de Pedro cuando me quedaba a medir por la noche, su agobio cuando se enteraba de que yo había estado haciendo una pieza en el torno, y sus quebraderos de cabeza cuando tenía que corregir mis trabajos. Los disgustos, las risas, y los ratos que he pasado midiendo con Miguel Ángel. Las charlas con Luis, y con Juani y Paloma. Las visitas fugaces de Héctor. Los cafés con Jesús y Manolo. Y la cara que se les ponía a los conserjes cuando entraba o salía de la Escuela a deshora.

Me encantaba bajar a Físicas porque siempre recibía las palabras de ánimo de Mari Carmen, y las bromas de Lucas, Óscar y Fernando.

Siempre me sentí afortunada por poder trabajar en el ISOM (Instituto de Sistemas Optoelectrónicos y Microtecnología), pero a veces, incluso cuando salía de la Escuela también tenía ratos que se me hacían cuesta arriba, y en esos ratos es cuando mis padres y mi hermano no dejaron nunca de apoyarme en todo. Ignacio siempre me decía que yo era muy “listica”. Mis amigas siempre estaban disponibles. Laura nunca decía que no a ese café “desesperado”, María Jesús y Nuria siempre me decían que yo valía mucho, Elena y Mer siempre estaban dispuestas a sacarme de marcha para que me despejara, María y Sonia se ofrecían a mecanografiar mi tesis. Lydia, Marta, Mikel, Manso, Goyo, Rafa. Los amigos de mis padres que siempre me preguntaban con tanto interés: Arrate, Santiago y Merche, Mercedes, mi familia, los compañeros del INTA. Pepe, Lola, Héctor...

A todas estas personas y a otras que no he citado les debo gran parte de este trabajo, y les agradezco todo su apoyo porque sé que sin él, no “hubiéramos” podido acabar esta tesis.

## ÍNDICE

<b>1. Introducción a los microsistemas. Sensores magnéticos, MEMS y Espacio.....</b>	<b>1</b>
Bibliografía.....	11
<b>2. Técnicas Experimentales.....</b>	<b>13</b>
2.1. Medida de los Ciclos de Histéresis.....	14
2.1.1. Método de Inducción	14
2.1.2. Medida de los Ciclos por Efecto Kerr	15
2.1.3. Magnetómetro de Muestra Vibrante (VSM)	18
2.2. Observación de Dominios por Técnica Bitter.....	21
2.3. Caracterización Superficial y Composicional.....	21
2.3.1. Caracterización Superficial	22
2.3.2. Análisis Composicional ( <i>EDAX</i> )	23
2.4. Caracterización Estructural.....	24
2.5. Crecimiento de Películas por Sputtering.....	27
Bibliografía.....	32
<b>3. Magnetómetro de gradiente alterno y detección óptica .....</b>	<b>35</b>
3.1. Introducción.....	36
3.2. Diseño mecánico del magnetómetro.....	43
3.3. Diseño de las bobinas.....	46
3.4. Electrónica de Acondicionamiento.....	55
3.5. Calibración.....	60
3.5.1. Caracterización en Frecuencia	60
3.5.2. Calibración del Momento Magnético	63
3.6. Resultados.....	65
3.7. Conclusiones.....	67
Bibliografía.....	68
<b>4. Sensores Híbridos Piezoeléctrico-Magnetostriktivo.....</b>	<b>69</b>
4.1. Introducción.....	70
4.2. Piezoeléctrico como Inductor de Tensiones Mecánicas.....	72
4.2.1. Sensores con Bimorfos Comerciales	87
4.2.1.1. <i>Sensores con Cintas Amorfas Comerciales</i>	95
4.2.1.1.1. Recocido con Campo Magnético	96
4.2.1.1.2. Recocido con Corriente	101

4.2.1.2. Sensores con Material Magnetostrictivo Depositado sobre el Bimorfo	104
4.2.1.2.1. Depósito por <i>Sputtering</i>	105
4.2.1.2.2. Depósito por Electrodepositación	110
4.2.2. Sensores Magnéticos Piezoeléctrico-Magnetostrictivo en Modo Flexión	116
4.2.2.1. Sensor de 360°	123
4.2.2.2. Sensor Magnético Magnetostrictivo-Piezoeléctrico sobre Substrato de Latón	129
4.3. Magnetostrictivo como Inductor de las Tensiones Mecánicas.....	137
4.3.1. Sensores de Metglas-PVDF excitados con Corriente Eléctrica	140
4.3.2. Sensores de Metglas-PVDF excitados con Campo Magnético	145
4.4. Conclusiones.....	147
Bibliografía.....	148
<b>5. Aplicación al Proyecto NANOSAT.....</b>	<b>151</b>
5.1. La Misión NANOSAT.....	152
5.2. Campo Magnético Terrestre.....	155
5.3. Sensor de Magnetoresistencia Anisotrópica para el ACS de NANOSAT.	
Electrónica de Acondicionamiento.....	156
5.3.1. El Transductor de Campo Magnético	157
5.3.2. Electrónica de Acondicionamiento	162
5.3.2.1. Bloque de Interfaz	166
5.3.2.1.1. Etapa de Filtrado	166
5.3.2.1.2. Etapa de Recepción Pseudodiferencial	167
5.3.2.2. Bloque de Puesta a Cero	168
5.3.2.3. Bloque de Medida	172
5.3.2.3.1. Acondicionamiento de los Sensores Magnéticos	172
5.3.2.3.1.1. Desviaciones del Comportamiento Ideal de un AI Modular	173
5.3.2.3.2. Sensores de Temperatura	184
5.3.3. Resultados	186
5.4. Nanosensor Magnético de Efecto Faraday. Electrónica de Acondicionamiento.....	192
5.4.1. Módulo de Faraday	198
5.4.1.1. Etapa de Alimentación	200
5.4.1.2. Etapa de Detección	200
5.4.1.3. Etapa de Transimpedancia	202
5.4.1.4. Etapa de Filtrado Pasobanda	203
5.4.1.5. Etapa de Operaciones Algebraicas	204
5.4.1.6. Etapa de Preamplificación	204

5.4.2. Módulo de la Electrónica de Control	205
5.4.2.1. Bloque de Alimentación	209
5.4.2.2.1. Etapa de Filtrado	209
5.4.2.2.2. Etapa de Conversión en Tensión	210
5.4.2.2. Bloque de Emisión	212
5.4.2.2.1. Etapa Lógica	212
5.4.2.2.2. Etapa de Filtrado	212
5.4.2.2.3. Etapa de Excitación	215
5.4.2.3. Bloque de Detección	215
5.4.2.3.1. Etapa de Recepción	216
5.4.2.3.2. Etapa de Ajuste de fase	216
5.4.2.3.3. Etapa de Amplificación	218
5.4.2.3.4. Lock-in	218
5.4.2.3.5. Filtro Pasobajo	219
5.4.2.3.6. Etapa de Salida	219
5.4.3. Resultados	220
5.5. Conclusiones.....	222
5.5.1. Sensor Magnético del ACS	223
5.5.2. Nanosensor Magnético	224
Bibliografía.....	225
<b>6. Resumen y Conclusiones.....</b>	<b>227</b>
6.1. Resumen.....	228
6.2. Magnetómetro de Gradiente Alterno y Detección Óptica (OAGM).....	228
6.3. Sensores Híbridos Piezoelectrico-Magnetostrictivo (SHPM).....	229
6.3.1. Piezoelectrico como Inductor de las Tensiones Mecánicas	230
6.3.1.1. Sensores Híbridos Bimorfo-Magnetostrictivo (SHBM)	230
6.3.1.2. Sensores Híbridos Piezoelectrico-Material Elástico-Magnetostrictivo	231
6.3.2. Magnetostrictivo como inductor de las Tensiones Mecánicas.....	231
6.4. Aplicación al proyecto NANOSAT.....	232
6.4.1. Sensor Magnético (ACS)	232
6.4.2. Nanosensor Magnético	233
6.5. Conclusiones.....	233

# 1

## Introducción a los microsistemas. Sensores magnéticos, MEMS y Espacio.

En este capítulo se introducen los dispositivos micro y nanométricos como evolución natural de la Tecnología. Se pone de manifiesto el interés de los microsistemas magnéticos, y su importante aplicación en el ámbito Aeroespacial.

La automatización de todo tipo de procesos lleva consigo la monitorización de numerosas variables así como la implantación de mecanismos capaces de realizar la gran cantidad de tareas de una cadena. Sensores y actuadores son cada vez elementos más comunes en equipos de vigilancia, seguimiento y control de procesos, automoción, satélites, experimentación industrial. También los productos finales cada vez incorporan más sensores específicos y actuadores para simplificar el manejo controlado de los mismos.

Esta tendencia marca fuertemente la investigación en múltiples campos desembocando en los últimos años en dos nuevos conceptos: los Microsistemas (MEMS-Microelectromechanical Systems) y la Nanotecnología.

Se entiende por MEMS un dispositivo de dimensiones micrométricas de bajo consumo, en el que se dan las funciones de actuación, detección, y acondicionamiento e incluso procesamiento de señal.

Nanotecnología es el conjunto de actividades en el campo de la Ciencia y la Tecnología que tienen como productos finales dispositivos de dimensiones de decenas de Angstroms, en ocasiones con una gran funcionalidad y profunda complejidad.

En el primer concepto se habla de sistemas y en el segundo tan sólo de tecnología debido a los distintos niveles de desarrollo alcanzados por ambos campos. El presente trabajo puede englobarse en el marco de la Microtecnología. El término de MEMS se empieza a emplear a finales de los años 80 [1,2].

Los MEMS ofrecen soluciones integradas para mecanismos de detección y actuación. La posibilidad de micromecanizar e integrar diferentes materiales y estructuras permite realizar nuevos sistemas transductores. Las técnicas tradicionales de transducción se implementan en los MEMS, que se convierten en tecnologías halagüeñas para aplicaciones de detección. Es posible medir magnitudes con dispositivos de estado sólido en miniatura, los cuales pueden ser integrados conjuntamente para realizar tareas multifuncionales. El continuo avance en la miniaturización e integración, la reducción de consumo, la posibilidad de emplear baterías recargables, y de una comunicación e incluso una alimentación inalámbrica contribuye a una nueva concepción de los sistemas de medida y sistemas o componentes mecánicos, acústicos, ópticos, magnéticos, térmicos, químicos o biotecnológicos.

Este conjunto de elementos microtecnológicos, que ocupan menos espacio, tiene menor consumo y requieren menos material para ser fabricados, suponen un ahorro indiscutible como los chips en la tecnología electrónica, y ya es frecuente encontrar este tipo de elementos funcionales microtecnológicos en las cabezas láser de las unidades CD y DVD, en las cabezas lectoras y grabadoras de los discos duros, en los filtros de frecuencias acústicas de los teléfonos móviles, en las pantallas y los displays, en marcapasos, en aparatos auditivos, etc. También en los automóviles para hacer la conducción más cómoda, para mejorar la seguridad, para mejorar los motores y la adherencia al pavimento.

Es decir, estos sistemas constituyen una tecnología clave en un mercado creciente [3].

En la tecnología de las comunicaciones ópticas los procesos de fabricación microtecnológica ofrecen alternativas a los productos de mercado empleando MEMS, que reducen los costes de producción varios órdenes de magnitud. Esto dará lugar a que las redes de un futuro próximo sean sistemas de redes ópticas donde fluya una gran cantidad de datos constituyendo una vasta base de información inimaginable hoy en día. Este desarrollo va acompañado de una gran evolución en el funcionamiento. Se prevé que se alcancen tasas de transferencia en el rango de los Pbis/s, esto es, billones de Mbit/s, a través de una densa multiplexación en longitud de onda y demultiplexores microópticos interferenciales, microlentes, moduladores de cristal líquido, etc.

También hay un gran desarrollo en el campo de aplicación de materiales fotónicos a la tecnología de comunicaciones ópticas. Ya existen algunas estructuras, aunque quizás algo voluminosas aún en los rangos de infrarrojo cercano y visible. Sin embargo, este desarrollo tecnológico avanza a gran velocidad en la línea de crear

guías de onda de grandes ángulos para conducir la luz con pocas pérdidas, así como espejos, resonadores, y estructuras moduladoras o dispersivas.

El campo de la microscopía, la combinación de la microscopía óptica de campo próximo de barrido (SNOM *scanning near field optical microscopy*) con la Microscopía de Fuerzas (AFM-*Atomic Force Microscopy*), permite sobreponer los límites físicos de resolución de un microscopio óptico estándar y explorar la estructura molecular de los materiales. En concreto, en las lengüetas con puntas de SNOM, que tienen un espesor del orden de una micra, varias micras de ancho y algunos cientos de micras de longitud, la luz procedente de una guía de onda se acopla en un núcleo transparente de nitrato de silicio de una apertura de aproximadamente 50 nm. El radio de curvatura de esta punta es tan sólo de varios nanómetros, lo que determina la resolución del microscopio.

La aplicación de microcomponentes con dimensiones características de nanómetros supone una revolución para la tecnología de cabezas lectoras y grabadoras para dispositivos de almacenamiento masivo de datos, aumentando ampliamente las posibilidades de almacenamiento respecto a los sistemas actuales de CD-ROM y DVD.

Una empresa ya comercializa micromotores electromagnéticos de 1.9 mm de diámetro y 5 mm de longitud [4], aunque los últimos desarrollos se han enfocado a micromotores de 1.4 mm de espesor y 12 mm de diámetro [5]. Los campos de aplicación de este tipo de motores son implantes quirúrgicos, microenfoque, posicionadores, y sistemas de arrastre de microdiscos, entre otros.

El mercado está invadido también por microbombas de plástico, producido por técnicas de microinyección, con un sistema piezoelectrónico de bajo coste, para análisis químicos y biológicos, lubricación de contenedores o dosificadores.

La expresión “el laboratorio en un *chip*” ya no resulta extraña. Estos simples dispositivos de plástico analizan muestras por métodos ópticos o bioquímicos a nivel de molécula. También se emplean métodos altamente eficientes en la separación de sustancias como electroforesis y micromatografía, así como en sistemas transporte de material que trabajan con rangos de picolitros [6]. El principal propósito de estos microlaboratorios no es la conversión química o la producción de sustancias sino el relativo abaratamiento de los costes, la rapidez con la que se realizan los ensayos, la versatilidad y flexibilidad de la producción de datos para caracterizar los componentes químicos o biológicos.

En definitiva, la tendencia marcada por la microtecnología hacia microsistemas de gran funcionalidad es clara. La evolución natural de esta tendencia conduce a la Nanotecnología.

La línea de la miniaturización tiene una aplicación particularmente interesante en el entorno aeroespacial, donde el espacio físico es limitado y la reducción de masa y potencia son vitales ya que el coste del lanzamiento es directamente proporcional a la masa del satélite.

Los MEMS suponen una capacidad de integración mayor para los mecanismos de los satélites. Aumenta la relación prestaciones por unidad de masa. El sector espacial además, puede sacar un beneficio importante de la I+D de otros sectores actualmente desarrollando MEMS ya que al serializarse los productos, la accesibilidad a los mismos y la fiabilidad aumenta, y el coste disminuye.

A pesar de que los MEMS tienen una prometedora aplicación en el entorno aeroespacial, en este campo la Microtecnología encuentra muchos obstáculos que dificultan su avance e implantación. Así, la asimilación de los MEMS en la industria espacial se está desarrollando más lentamente que en otros sectores [7].

Las funciones electromecánicas típicas de los sistemas y mecanismos de los satélites son entre otras:

- el despliegue de los paneles solares, espejos, antenas
- el apuntamiento de las antenas, telescopios, espejos
- el enfoque de telescopios y cámaras
- la separación del lanzador
- la apertura y cierre de puertas
- las aplicaciones típicas de cargas útiles como son el bombeo de fluidos a través de circuitos de refrigeración
- el almacenamiento de momento
- la detección de la posición angular del satélite

Los MEMS cubren potencialmente todo este tipo de funciones en una escala micrométrica. De ahí surge la idea de diseñar microsatélites en los que las necesidades estén resueltas con dispositivos micrométricos.

El concepto de microsatélite hace referencia a satélites de pequeñas dimensiones, mejores prestaciones, más económicos, y cuyo periodo de realización es mucho más corto que el de los grandes programas espaciales. Nacen como satélites de aficionados o grupos universitarios pero actualmente son de interés general. Al emplear tecnologías punta, no sólo se mejoran las prestaciones sino se cumple la funcionalidad con soluciones más innovadoras [8].

Se puede hacer una clasificación de los satélites en función de su masa desplegada porque ésta es un buen indicador de los compromisos necesarios para el lanzador. En esta masa se incluye la masa debida al combustible, de ahí que reciba el nombre de "Wet-Mass". Esta clasificación puede verse en la Tabla 1.

NOMBRE	WET MASS (kg)
Satélites grandes	Más de 1000
Satélites de tamaño medio	De 500 a 1000
Minisatélites	De 100 a 500
Microsatélites	De 10 a 100
Nanosatélites	De 1 a 10
Picosatélites	De 0.1 a 1
Femtosatélites	Menos de 0.1

**Tabla 1. Clasificación de los satélites de acuerdo con su masa con combustible (Wet Mass)**

Se pueden considerar los satélites de comunicaciones como un caso particularmente representativo en el colectivo de los satélites. El concepto de las comunicaciones por satélite se concibe en 1945 cuando Arthur C. Clarke propone llevar radio transpondedores en satélites de órbita GEO (geoestacionaria), que aparecen en una posición fija del espacio. Esto permite enlaces de comunicaciones más allá de la línea de visión y tres de estos satélites pueden dar cobertura prácticamente a todo el globo.

Los microsatélites, en este área, proporcionan:

- acceso al espacio a bajo coste
- sistemas de comunicaciones digitales de altas prestaciones con masa y volumen reducidos y poco consumo de potencia
- la posibilidad de comunicaciones en diferido (*store&forward*).

Así, por ejemplo, un satélite de comunicaciones tradicional, como es el INTELSAT-6, cuya función es proporcionar comunicaciones masivas, pesa 4600kg, sus dimensiones son de 6.4x3.6x11.8m<sup>3</sup>, y genera 2600W para soportar hasta 120000 canales telefónicos bidireccionales y tres canales de televisión. Un microsatélite moderno tiene un peso típico de 50 kg, unas dimensiones de 0.6x0.4x0.3m<sup>3</sup>, y genera unos 30W, siendo los tiempos de desarrollo de estos microsatélites mucho más cortos que los de los satélites grandes. Los tiempos de desarrollo muy prolongados dan lugar en ocasiones a paradojas como que se empleen finalmente productos, que en el momento del lanzamiento están completamente obsoletos aunque sean muy novedosos al principio del programa.

El mercado de los nanosatélites empieza a emerger a principios de los años 90 recogiendo la práctica totalidad de las aplicaciones de los satélites de gran tamaño y tamaño medio. Entonces parece que la evolución va a encaminarse hacia constelaciones de pequeños satélites LEO (*Low-Earth orbit*) de comunicaciones con los desarrollos de las redes Iridium de Motorola, Globalstar de Loral y Orbcomm de Orbital Sciences (Satélites de tipo comercial). A mediados de los años 1990 ya se puede vaticinar que las aplicaciones soberanas de este tipo de satélites van a ser en primer lugar la utilización comercial a los medios de comunicación de banda ancha, y en segundo lugar, pero con la misma importancia, los satélites dedicados a las comunicaciones [9].

Entre 1997 y 1999 el mundo de la telefonía móvil adquiere una gran importancia llegándose a poner en órbita una gran cantidad de satélites (150 aproximadamente) de distintas dimensiones: desde satélites de 40kg hasta satélites de 689kg, en tan solo dos años.

El auge de la banda ancha llega más tarde, entre 2002 y 2004. En este periodo se envían cerca de una docena de satélites mayores que los anteriores: de más de 1000kg.

Entre los satélites enviados en los últimos años, muchos son nanosatélites y picosatélites que sirven de plataforma de experimentación para ensayos científicos. En esta línea, aunque con la triple función de servir de enlace de comunicaciones con la base antártica española, Juan Carlos I, y probar experimentalmente COTS (*Components Of The Shelf*-Componentes de la estantería) en el espacio, nace NANOSAT, que es un nanosatélite español realizado en el Instituto Nacional de Técnica Aeroespacial con la colaboración de varias Escuelas de la Universidad Politécnica de Madrid. En realidad este proyecto es algo más ambicioso pretendiendo ser el primer satélite de un programa de nanosatélites. Al proyecto NANOSAT se dedica parte del presente trabajo donde se pretende hacer un estudio y desarrollo de microsistemas magnetométricos.

Conviene definir en primer lugar aquello que se entiende por sensor magnético. Los sensores magnéticos son sistemas de medida que utilizan las propiedades magnéticas o magnetoelásticas de un material, generalmente magnético, que se suele denominar núcleo del sensor, para obtener una señal eléctrica, de tensión o corriente, proporcional a la magnitud que se pretende medir, detectar o controlar. Quizás, el principal atractivo de los sensores magnéticos es que están basados en una interacción a distancia, por lo que en la mayoría de los casos, funcionan de forma remota, esto es, no hay necesidad de colocar el sensor en contacto con lo que se pretende medir. Esta característica multiplica el número de aplicaciones. Así, los sensores magnéticos encuentran aplicaciones médicas para medidas biológicas, como son las exploraciones internas como endoscopias, colonoscopias o incluso para observar movimientos externos, se colocan pequeños materiales magnéticos cuya posición se puede detectar magnéticamente con facilidad, en magnetoneumografías, resonancias magnéticas; en navegación, donde se emplean brújulas de tipo fluxgate y sensores magnéticos triaxiales en los sistemas de control de actitud; aplicaciones militares, como la detección de minas no explosionadas, detección y localización de vehículos, guiado de misiles autónomos, detección de submarinos, etc; aplicaciones de seguridad como sistemas antirrobo; en automoción para la localización de vehículos, en sistemas de navegación de vehículos en tierra, en monitorización de tráfico y control de paso de vehículos e incluso identificación de los mismos a través de sus componentes magnéticos; también en aplicaciones científicas como método de caracterización no destructiva: medida de ciclo de histéresis, emisión magnetoacústica, ruido Barkhausen, métodos

magnetoelásticos, medida de inhomogeneidad en materiales con composición magnética, observación de dominios por técnica Bitter y microscopio de fuerza magnética (MFM); aplicaciones geológicas como la prospección minera, localización de objetos magnéticos enterrados (tuberías, tanques, minas); investigación espacial. Los satélites necesitan medir el campo magnético en el que están inmersos y conocer su grado de desalineamiento respecto a él con una gran precisión. Las medidas magnéticas tomadas por los satélites orbitando la Tierra y por sondas y globos han servido para conocer la estructura de la magnetosfera y la magnetopausa. Es bastante común el empleo de sensores magnéticos en los sistemas de actitud de los satélites (ACS) o actitud y órbita (AOCS) donde se combinan los sensores magnéticos con actuadores, magnetopares, por ejemplo, para gestionar el momento magnético de la nave. También se emplean actuadores magnéticos en sistemas de apuntamiento de instrumentos y sistemas de cierre. Tampoco hay que olvidar las medidas magnéticas en planetas y satélites para obtener información composicional y estructural de los mismos.

Los sensores magnéticos suelen emplear como núcleos materiales magnéticos blandos. Los materiales magnéticos blandos son aquellos que tienen un campo coercitivo bajo (por debajo de 1000A/m). Normalmente, se detecta la respuesta en imanación del material frente a un campo externo aplicado o algún otro tipo de comportamiento (deformación...) ligado a dicho estado de imanación, por lo que es conveniente que la pendiente de la curva imanación frente a campo magnético, esto es, la permeabilidad de los materiales empleados para sensores magnéticos, sea elevada. Cuando se emplean materiales altamente anisotrópicos en sensores debe tenerse especial cuidado en la correcta alineación del eje de anisotropía para asegurar la repetitividad del sensor. Si esto no es posible, hay que recurrir a materiales magnéticamente isótropos. A veces, los núcleos magnéticos han de someterse a tratamientos térmicos para relajar las tensiones mecánicas internas que presentan y que son debidas a los procesos de crecimiento o fabricación.

Las cintas amorfas y los materiales nanoestructurados de partículas magnéticamente blandas, son materiales que suelen tener bajo campo coercitivo, alta permeabilidad y baja anisotropía debido a su estructura amorfá o a lo sumo policristalina. Aunque suelen tener una imanación de saturación algo menor que los materiales de la misma composición en estado cristalino, estos materiales se utilizan con frecuencia como núcleos de sensores magnéticos.

Se pueden establecer varias clasificaciones entre los sensores magnéticos de acuerdo con su principio de actuación o según su rango de medida. Una clasificación plausible y ampliamente aceptada divide a los sensores magnéticos entre sensores que miden magnitudes magnéticas y sensores que miden magnitudes no magnéticas [10].

Entre los primeros están los sensores de campo magnético, de momento magnético o de susceptibilidad, de magnetostricción, etc, como son los sensores de inducción magnética, los sensores fluxgate, los sensores magnetoresistivos, los sensores de efecto Hall, los sensores magnetoópticos, los sensores de resonancia magnética, los SQUID (*superconducting quantum interference device*), los sensores basados en la magnetoimpedancia y magnetoinductancia, los sensores magnetoelásticos, los sensores híbridos piezoelectrónico-magnetostrictivo y sensores de magnetostricción con fibra óptica.

Entre los sensores magnéticos para medir magnitudes no magnéticas, se puede hablar de sensores de posición, sensores de corriente y sensores de corrientes de Foucault, sensores magnetostrictivos de deformación, detectores de proximidad y

rotación, sensores de fuerza, de presión, acelerómetros, sensores de torque, sensores de flujo, de nivel, identificadores y contadores de vehículos, documentos y artículos de venta, etc.

Dependiendo del principio en el cual se basan los sensores magnéticos, estos pueden dividirse principalmente en sensores inductivos, sensores de tipo fluxgate, sensores magnetoresistivos, sensores de efecto Hall, sensores magnetoópticos, sensores de resonancia, sensores SQUID (*superconducting quantum interference devices*), sensores híbridos piezoelectrónico-magnetostrictivo, aunque existen otros sensores con principios de actuación diferentes.

Los sensores inductivos son quizás los más sencillos. Este tipo de sensor se basa en la ley de Faraday de la inducción magnética: la variación temporal de flujo magnético en un arrollamiento produce una fuerza electromotriz entre los extremos de su cable.

$$\text{f.e.m.} = -\frac{d\phi}{dt} \quad (1.1)$$

Esta variación de flujo puede ser debida a la variación del campo magnético, como los sensores elementales de campo, consistentes en un secundario, a la variación del vector área de la bobina, como los sensores de rotación o bobinas rotatorias, o a la variación de la permeabilidad relativa, como es el caso de los sensores fluxgate, que aunque son un caso particular de sensores de inducción, se suelen considerar aparte por su gran importancia.

Los sensores de secundario, como las antenas magnéticas o los carretes de detección son magnetómetros estables pero muy poco sensibles. Las antenas magnéticas además suelen tener diámetros muy grandes. A veces, para conseguir mayor sensibilidad se incluye un núcleo magnético pero esto también conlleva una pérdida de estabilidad, por lo que en general hay que llegar a un compromiso entre sensibilidad y estabilidad. Estos sensores sólo pueden medir campos variables en el tiempo. Un tipo muy similar de sensores para medir campos constantes es el método de extracción, en el que se mueve el carrete de detección [11].

Entre los sensores de área variable se pueden considerar básicamente los sensores de área rotatoria, con rangos típicos de 20mT a 50nT, aunque hay sensores de este tipo que llegan a medir decenas de pT, y los sensores de muestra vibrante (VSM) o bobina vibrante [12], que miden gradientes de campo. Estos sensores son muy sensibles y se emplean fundamentalmente para medir la imanación en líquidos, polvo, etc, llegando a medir momentos magnéticos del orden de  $10^{-13}\text{Am}^2$ .

Los sensores de tipo fluxgate se emplean para medir la magnitud y dirección de campos continuos o lentamente variables en un rango de  $100\text{ }\mu\text{T}$  a  $0.1\text{nT}$ . Estos sensores se basan en el siguiente principio: si un material magnéticamente blando se imana en ambos sentidos con una señal simétrica de una frecuencia dada, y se detecta la f.e.m. inducida con un secundario, se obtiene una señal de salida con armónicos impares únicamente, como consecuencia de la variación temporal de la permeabilidad del núcleo. Cuando se superpone un campo magnético continuo a este núcleo, la simetría desaparece. Al ser distintas las contribuciones positivas y negativas de la señal de salida, se detectan en el secundario armónicos pares. Concretamente el segundo armónico es proporcional al campo externo aplicado. Aunque en principio, los fluxgates se pueden construir con un único núcleo magnético, en estos sensores la contribución del primer armónico es mayor que la del segundo, lo

que dificulta la detección de éste. Por esta razón se suelen hacer fluxgates con dos núcleos o también con configuraciones toroidales, etc [13,14].

Los fluxgates son dispositivos robustos, fiables, sin partes móviles, que trabajan en un rango amplio de temperaturas y en un gran rango de frecuencias, que consumen poca energía, y pueden llegar a alcanzar resoluciones de hasta decenas de pT .

Los sensores magnetorresistivos son sensores basados en el cambio de resistividad eléctrica que experimenta un material cuando se le aplica un campo magnético. Si bien este es un efecto que tiene lugar en toda la materia, sólo alcanza valores apreciables en materiales ferromagnéticos. Hay varios fenómenos de magnetorresistencia diferentes: la magnetorresistencia anisotrópica (AMR o *Anisotropic Magnetoresistance*), la magnetorresistencia gigante (GMR o *Giant Magnetoresistance*), la magnetorresistencia colossal (CMR o *Colossal Magnetoresistance*), la magnetorresistencia túnel (TMR o *Tunnel Magnetoresistance*), la magnetorresistencia extraordinaria (EMR o *Extraordinary Magnetoresistance*), magnetorresistencia muy grande (VLMR o *Very Large Magnetoresistance*) [15,16]. Quizás las más importantes son las dos primeras.

La magnetorresistencia anisotrópica consiste en el cambio de la resistencia de un material dependiendo del ángulo relativo entre la corriente que circula por dicho material y la imanación del mismo. Los materiales que presentan este efecto de forma más acusada son el permalloy ( $Ni_xFe_{100-x}$ ) y los compuestos de hierro entre otros. En este tipo de materiales la magnetorresistencia puede alcanzar valores de hasta el 20%.

La magnetorresistencia gigante se da en multicapas con capas alternadas de material magnético y no magnético. Si se hace pasar una corriente paralela a las capas se observa una variación de la resistencia entre el estado en el cual la imanación de todas las capas magnéticas es paralela (estado de resistencia baja), y el estado en el cual la imanación de las capas magnéticas es antiparalela (estado de resistencia alta) estando relacionado este cambio con la dispersión de los electrones de conducción en cada caso. La magnetorresistencia gigante puede llegar a tener valores de 200%.

Este tipo de sensores se emplea para medir campos medios hasta centenas de pT.

Los sensores magnético-ópticos son los sensores basados en los efectos Faraday y Kerr.

El efecto Faraday es un efecto magneto-óptico de primer orden relacionado con el efecto Zeeman, que consiste en la rotación de la polarización de un haz de luz que atraviesa una muestra bajo la influencia de un campo magnético. Aunque este efecto está presente en todos los materiales, es mucho más acusado en los materiales ferromagnéticos. Con rotadores de Faraday altamente efectivos se puede llegar a medir campos magnéticos de hasta nT [17].

El efecto Kerr es un efecto muy similar al efecto Faraday pero en reflexión en vez de por transmisión. Hay tres tipos diferentes de efecto Kerr dependiendo de la orientación relativa entre el plano de incidencia de la luz y la dirección de la imanación en la muestra.

Los sensores de efecto Hall son sensores basados en el desplazamiento que experimentan los electrones de conducción que atraviesan un semiconductor o un conductor (aunque el efecto en conductores es mucho menor), en presencia de un campo magnético perpendicular a su velocidad [18]. Los sensores de efecto Hall son los sensores de campo magnético más empleados aunque generalmente no se emplean para medir campo magnético sino posición, velocidad, etc. Se caracterizan por ser sensores simples y perfectamente compatibles con la tecnología microelectrónica. En este sentido han aparecido recientemente sensores llamados "Hall-plates" altamente integrados [19]. Su resolución suele ser del orden de los mT y pueden trabajar en un rango de  $\pm 100^{\circ}\text{C}$  y un rango de frecuencias de hasta 30kHz.

Los magnetómetros de resonancia, comúnmente empleados en imágenes de diagnóstico en Medicina, espectroscopia de materiales y compuestos químicos, y en general en medidas absolutas de campos débiles, se basan en el comportamiento a modo de giróscopo de las partículas elementales cuando se encuentran expuestas a un campo magnético que forma un ángulo con su momento magnético. En estos magnetómetros se detecta el campo magnético variable debido a la precesión, consiguiendo, de este modo, llegar a medir campos de hasta decenas de pT.

Los magnetómetros SQUID se basan en la cuantización del flujo magnético y el efecto Josephson [20], y aunque tiene la limitación de que sólo pueden trabajar a muy bajas temperaturas, son capaces de medir campos magnéticos infinitesimalmente pequeños (fT).

Los sensores híbridos piezoelectrónico-magnetostrictivo son un claro ejemplo de sensores basados en efectos cruzados. Estos sensores son una buena opción en el rango de  $100\mu\text{T}$  hasta  $100\text{pT}$  [21].

En este trabajo se han diseñado varios sensores magnetométricos con núcleos micrométricos. El empleo de núcleos cada vez de menores dimensiones conlleva una indeseable disminución de la sensibilidad. Por eso es necesario diseñar sensores más sensibles capaces de compensar esta deficiencia.

El primer sensor que se presenta en este trabajo (capítulo tercero) es un sensor para la caracterización de muestras de pequeño momento magnético. Las muestras depositadas por sputtering o epitaxia de haces moleculares (*Molecular Beam Epitaxy-MBE*), son, con frecuencia conformadas posteriormente por un proceso de litografía, microlitografía o litografía inversa o *lift-off*. El resultado son muestras de dimensiones micrométricas y, en el caso de muestras magnéticas, de un momento magnético muy pequeño ( $10^{-10}\text{Am}^2$ ). El conocimiento de los procesos de imanación en estas pequeñas muestras es indispensable, pero no es sencillo medirlos con los procesos habitualmente empleados para la caracterización de materiales masivos, lo que hace necesario el diseño de sistemas específicos de caracterización.

A continuación (capítulo cuarto) se presenta un trabajo basado en sensores magnéticos híbridos piezoelectrónico-magnetostrictivo para medir campo de baja intensidad ( $100\mu\text{T}$ - $100\text{pT}$ ) empleando como núcleos magnéticos una cinta magnética o una capa magnética de nanómetros de espesor. Estos sensores se conocen como sensores basados en efectos cruzados porque miden una magnitud a través de otra que varía con la primera. En este caso particular, se puede medir un campo magnético a través de la medida de las variaciones de tensión eléctrica inducidas en un elemento piezoelectrónico.

En estos sensores, se sustituye el piezoelectrónico por un bimorfo de dimensiones próximas en los sensores en los que el piezoelectrónico es el inductor de las tensiones mecánicas. Con este tipo de sensor se consigue una mayor sensibilidad

y mejor relación señal-ruido dado que el bimorfo, vibrando en flexión en vez de elongación-contracción, presenta deformaciones superficiales mayores para tensiones eléctricas de excitación menores y de menor frecuencia. Además, se realiza un sensor que trabaja en el modo inverso, es decir, un sensor en el que el magnetostrictivo es el inductor de las tensiones mecánicas. En este tipo de sensor es posible eliminar completamente las bobinas haciendo pasar una corriente por el material magnetostrictivo.

En tercer lugar, en el capítulo quinto, se presenta una aplicación de dos sensores magnéticos a un nanosatélite de comunicaciones: un sensor basado en magnetorresistencia anisotrópica y el otro basado en efecto Faraday, de núcleos micro y nanoestructurado respectivamente, integrantes del satélite español NANOSAT, para los que se desarrolla la electrónica de acondicionamiento de señal necesaria para que los datos sean procesados por el ordenador de la nave.

## Bibliografía:

- 1 An investigation of Microelectromechanical Structures, Actuators and Sensors, Proc. of the IEEE Micro Robots and Teleoperators Workshop (1987).
- 2 Hazelrigg G. A., Microelectromechanical devices: an overview, Conf. On Precision Engineering and Optomechanics, Proc. SPIE 1167 (1989) 114-121
- 3 J.Bryzek, Characterization of MEMS industry in Silicon Valley and its impact on sensor technology, Proc. Of the Sensors Expo Anaheim, Helmers Publishing. 16-18 (1996) 1-7.
- 4 U. Berg, M. Begemann, B. Hagemann, K.P.Kämper, F. Michel, C. Thürigen, L. Weber, Th. Witting, Series Production and Testing of a micromotor, Proc. Actuator 98 (1998) 552-555.
- 5 M. Niehaus, W. Ehrfeld, H.D.Stölting, F. Michel, S. Kleen, S.Hardt, F. Schnitz, T. Stange, Design and Realization of Penny-Shaped Micromotor, In: Design, Test and Microfabrication of MEMS and MOEMS/Eds. W. Ehrfeld u.a.Bellingham, 2 (1999) 592-600 (SPIE Proc. Series; 3680).
- 6 W. Ehrfeld, Status and Perspectives for Further Growth in Microtechnology, mstnews 4 (1999) 4-7
- 7 A. Martínez, Future Applications of Micro/nano-Technologies in Space Systems, mstnews 16 (1996) 3.
- 8 A. Martínez, Microsystems Applied to Space Mechanism, mstnews 16 (1996) 4-5
- 9 The Emerging Nanosatellite Market, Aerospace America (2001) 16-17.
- 10 P. Ripka, Magnetic Sensors and Magnetometers, Artech House Inc., ed 2001.
- 11 J.E.Lenz, A Review of Magnetic Sensors, Proc. IEEE 78 6 (1990) 973-989
- 12 S.Foner, Versatile and Sensitivity Vibrating-Sample Magnetometer, Rev. Sci. Instrum. 30 7 (1959) 548-557.
- 13 F.Primdahl, The fluxgate magnetometer, J. Phys. E: Sci. Instrum. 12 4 ( 1979) 241-253
- 14 D.I.Gordon, Recent Advances in Fluxgate Magnetometry, IEEE Trans. Ib Mag 8 1 (1972) 76-82
- 15 J. Nickel, Magnetoresistance Overview, Tech. Report, Hewlett Packard Labs Technical Reports (1995).
- 16 H.Hauser, G.Stangl, W.Fallmann, R. Cabicovsky, K. Riedling, Magnetoresistive Sensors, Sensors & Actuators A, 81 (1), pp. 27 – 31, 2000
- 17 F. Briones, La Medida del Efecto Faraday en Metales Ferromagnéticos, Anales de Física 67 (1971) 423-434.

- 18 R.S.Popovic, J.A.Flanagan, and P.A.Besse, The Future of Magnetic Sensors, Sensors and Actuators A 56 (1996) 39-55.
- 19 Hoja de especificaciones de "Earth Magnetic Field Sensor" EMF-01 de Xensor Integration bv.
- 20 B.D. Josephson, Possible New Effect in Superconductive Tunneling, Phys. Lett.. 1 (1962) 251-253.
- 21 A. Pantinakis, D. A. Jackson, High-sensitivity low-frequency magnetometer using magnetostrictive primary sensing and piezoelectric signal recovery, Electr. Lett., 22 14 (1986) 737-738.

# 2

## Técnicas Experimentales

En este capítulo se describen las técnicas experimentales empleadas en la realización de este trabajo.

### ÍNDICE

- 2.1. Medida de los Ciclos de Histéresis**
  - 2.1.1. Método de Inducción
  - 2.1.2. Medida de Ciclos por Efecto Kerr
  - 2.1.3. Magnetómetro de Muestra Vibrante
- 2.2. Observación de Dominios por Técnica Bitter**
- 2.3. Caracterización Superficial y Composicional**
  - 2.3.1. Caracterización Superficial
  - 2.3.2. Análisis Composicional
- 2.4. Caracterización Estructural (Difracción de Rayos X)**
- 2.5. Crecimiento de Películas por *Sputtering***

## 2.1. Medida de los Ciclos de Histéresis

El ciclo de histéresis aporta información acerca de la dureza del material, de la anisotropía, de los procesos de imanación que tienen lugar, etc. En este trabajo los ciclos de histéresis de películas se han medido por dos técnicas distintas y en cierto modo, complementarias entre ellas: por inducción y por efecto Kerr (MOKE). La primera técnica permite medir el ciclo de todo el volumen, por lo que es un método válido cuando se trata de películas que tienen un proceso de imanación uniforme en todo su volumen. No lo es tanto si las películas no se imanan de forma homogénea en su volumen. Por esta razón y también para medir muestras de menor volumen cuya señal de f.e.m. inducida no es fácilmente medible, se ha empleado una segunda técnica que está basada en el efecto Kerr. También se ha empleado un VSM (*vibrating sample magnetometer*) para medir la imanación de muestras muy pequeñas a fin de contrastar los resultados obtenidos experimentalmente con el OAGM (*optical alternating gradient magnetometer*), cuyo funcionamiento se explica en el siguiente capítulo.

### 2.1.1. Método de Inducción

El método de medida de ciclos por inducción está basado en la ecuación de Maxwell, cuya expresión integral es:

$$\text{f.e.m.} = -\frac{d\phi}{dt} \quad (2.1.1)$$

(siendo  $\Phi$  el flujo magnético).

Se miden los cambios del flujo magnético en un carrete, a través de la fuerza electromotriz inducida en el mismo. Para ello, se genera un campo lentamente variable que va imanando la muestra a medir, situada en el interior de este carrete.

Los cambios de flujo no sólo recogen los cambios de imanación sino también los cambios del propio campo magnético aplicado y el campo magnético en el interior de la muestra ya que:

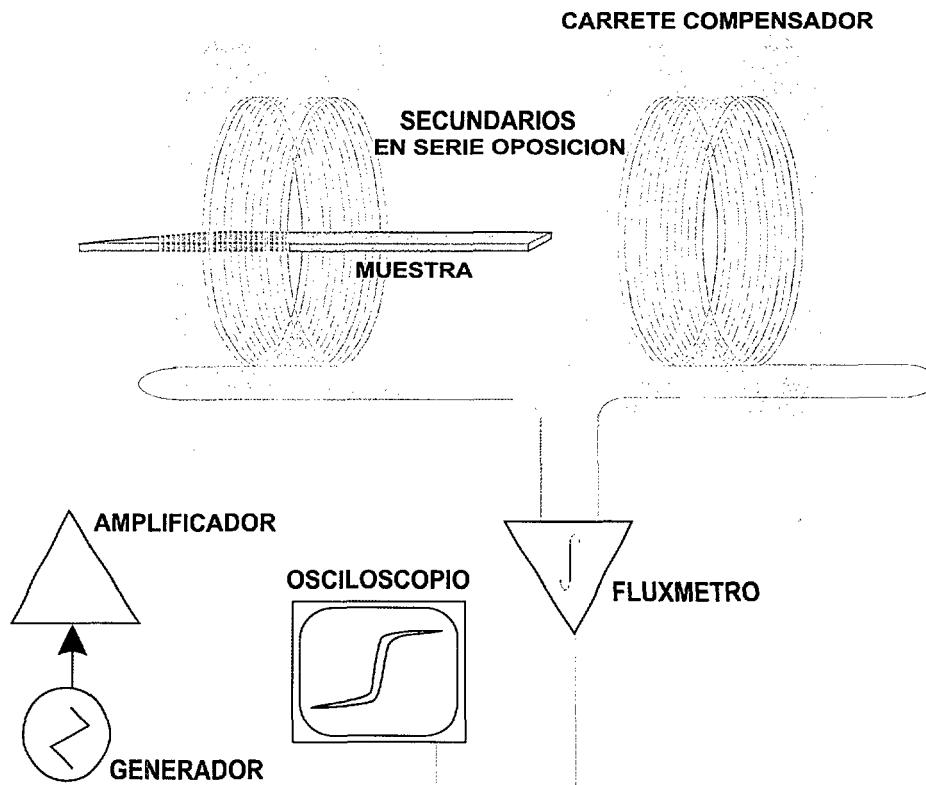
$$\vec{B}_{\text{muestra}} = \mu_0 (\vec{H} + \vec{M}) \quad (2.1.2)$$

El campo  $H$  en el interior de la muestra en un material ferromagnético es despreciable frente a  $M$ . Sin embargo, este campo se cierra por fuera de la muestra.

Para evitar la contribución de este campo, se trata de hacer los carretes secundarios lo más ceñidos a la muestra que es posible, teniendo en cuenta que la medida será tanto mejor cuanto mayor sea la longitud de la muestra respecto a la longitud del carrete.

Para restar la señal correspondiente al campo aplicado, se coloca en serie oposición un sistema compensador. La derivada de la imanación se integra con un flúxmetro, y la señal proporcional al campo y la salida del flúxmetro, se componen en un osciloscopio. El esquema puede verse en la Figura 2.1-1. La velocidad a la que se

recorre el ciclo debe ser lo más baja posible pero suficientemente alta comparada con la velocidad de refresco de la pantalla del osciloscopio para poder visualizar el ciclo completo en pantalla.



**Figura 2.1-1. Esquema del circuito para medir ciclos de histéresis por inducción.**

### 2.1.2. Medida de Ciclos por Efecto Kerr

El efecto Kerr es un efecto magnetoóptico que consiste en el cambio de polarización o de intensidad que experimenta un haz de luz linealmente polarizado que incide sobre una muestra al reflejarse en la misma. Cuando un átomo se imana las poblaciones de estados con espín  $+1/2$  y  $-1/2$  son distintas y la luz circularmente polarizada se absorbe de forma desigual, lo que da lugar a una rotación del plano de polarización de la luz. Su estudio y descripción tanto experimental como teórica se facilita si se clasifican los efectos en función de la orientación relativa entre el plano de incidencia de la radiación electromagnética y la dirección de imanación de la muestra. Así se pueden distinguir tres tipos de efectos Kerr:

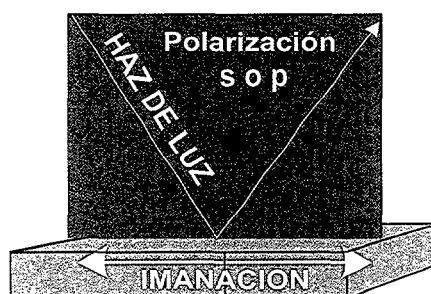
- el longitudinal, en el que el plano de incidencia es paralelo a la imanación y la imanación paralela a la superficie de la muestra
- el polar, en el que el plano de incidencia es paralelo a la imanación y la imanación perpendicular a la superficie de la muestra

- el transversal, en el que el plano de incidencia es perpendicular a la imanación de la muestra.

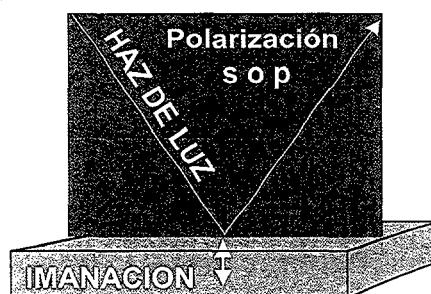
Las orientaciones relativas del plano de incidencia y de la interfaz medio-muestra se pueden ver en los esquemas de la Figura 2.1-2.

Tanto en el efecto Kerr longitudinal como en el perpendicular, la luz reflejada en el medio presenta una rotación del plano de polarización y elipticidad que son función de la imanación de la muestra cuando sobre su superficie incide luz polarizada linealmente, ya sea polarizada "s" o "p". En la configuración propia del efecto Kerr transversal en cambio, no hay efecto observable si la luz incidente es linealmente polarizada s, esto es si el vector de campo eléctrico es perpendicular al plano de incidencia. El efecto Kerr transversal observable tiene lugar cuando la polarización de la luz incidente es lineal tipo p, esto es, el campo magnético es perpendicular al plano de incidencia. En este caso, se producen cambios en la amplitud de la luz reflejada en función de la imanación que presenta el material [1].

### EFFECTO KERR LONGITUDINAL



### EFFECTO KERR PERPENDICULAR



### EFFECTO KERR TRANSVERSAL

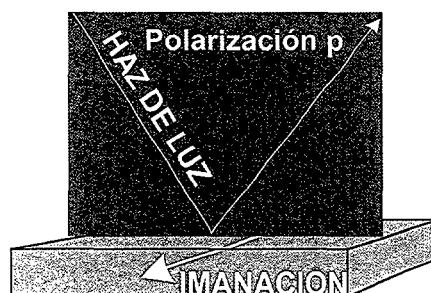


Figura 2.1-2. Tipos de efecto Kerr según la orientación relativa del plano de incidencia y la imanación.

El tipo de efecto Kerr empleado en este trabajo es el efecto Kerr transversal. En este efecto lo que se observa es una variación de amplitud de la luz reflejada dependiendo de la imanación de la muestra.

Para la mayoría de las muestras magnéticas medidas por efecto Kerr, la configuración empleada es la siguiente (Figura 2.1-3): el haz láser se hace pasar por un polarizador. Este polarizador no es estrictamente necesario, pero se emplea para conocer el eje de polarización de la luz incidente, cuyo campo magnético ha de ser perpendicular al plano de incidencia. Tampoco es necesario emplear un láser. Se podría emplear cualquier fuente de luz estabilizada. Se emplea un láser porque tiene más potencia que otras fuentes de las que se dispone. La luz reflejada en la muestra, llega al detector y se amplifica. El detector es un detector de gran área para recoger toda la luz que llega. La muestra se imana y desimana lentamente aplicando campo magnético en la dirección vertical, con unos carretes Helmholtz. En el osciloscopio se componen directamente la señal proporcional al campo aplicado y la señal proporcional a la señal de corriente del fotodetector amplificada.

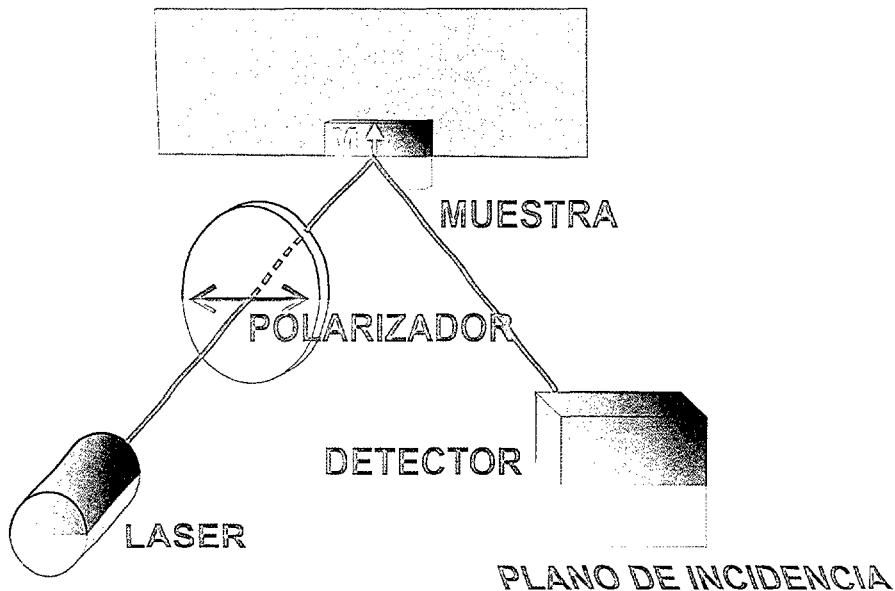


Figura 2.1-3. Montaje de medida Kerr.

Esta configuración se ha empleado siempre que el soporte de la muestra era lo suficientemente rígido. En las muestras crecidas sobre el polímero PVDF (Fluoruro de polivinilideno), esta configuración no es válida porque el PVDF es muy flexible y las muestras, de alta magnetostricción, se deforman al imanarse y deforman el PVDF.

Para estas muestras, se emplea una configuración algo más compleja que consiste en pulsar el haz láser y usar un amplificador lock-in a la salida del detector, referenciado a la frecuencia de pulsado del láser.

El sistema de medidas Kerr ha de estar en un cuarto oscuro porque la influencia de la luz exterior puede ensombrecer los resultados. A fin de evitar el ruido debido a vibraciones mecánicas, se coloca el banco óptico sobre una mesa antivibratoria y los carretes Helmholtz se suspenden del techo.

Esta técnica sirve para medir ciclos de histéresis de una región de la muestra, la región sobre la que incide el haz y tiene la restricción de que sólo se pueden medir por esta técnica películas con una superficie suficientemente pulida.

### 2.1.3. Magnetómetro de Muestra Vibrante (VSM-Vibrating Sample Magnetometer)

El principio del VSM es el siguiente: en toda muestra bajo la acción de un campo magnético uniforme, se induce un momento magnético proporcional a la susceptibilidad magnética de la muestra y al campo aplicado. Si esta muestra vibra, induce a su vez, una fuerza electromotriz en unos carretes secundarios convenientemente situados. Esta señal, que tiene la frecuencia de la vibración mecánica de la muestra, es proporcional al momento magnético de la misma, a la amplitud y a la frecuencia de la vibración [2,3,4,5,6].

En el VSM de la serie 7300 de Lake Shore del ISOM (Instituto de Sistemas Optoelectrónicos y Microtecnología), el material que se pretende estudiar se coloca en un habitáculo centrado entre las piezas polares de un electroimán. Una varilla delgada vertical une mecánicamente este habitáculo para la muestra, con el transductor situado sobre el electroimán, que soporta todo el equipo auxiliar del transductor a través de unas barras.

El transductor transforma una señal sinusoidal, que le llega del circuito de la consola, en una vibración mecánica sinusoidal de la varilla que sostiene, y por lo tanto, la muestra se pone a vibrar en el campo magnético uniforme. Unas bobinas secundarias colocadas en las propias piezas polares del electroimán, detectan la señal de f.e.m. inducida como consecuencia del movimiento de la muestra. Esta señal AC a la frecuencia de la vibración es proporcional a la magnitud del momento magnético inducido en la muestra. Sin embargo, también es proporcional a la amplitud y a la frecuencia de vibración. Un sistema "servo" mantiene constantes la amplitud y la frecuencia de modo que la salida reproduce con exactitud el valor del momento sin que haya errores debidos a variaciones de la amplitud o de la frecuencia.

Esta técnica consiste en colocar un condensador variable justo debajo del transductor, que genera una señal AC de referencia que varía únicamente con la amplitud o la frecuencia de la vibración. La señal de referencia, que tiene la frecuencia de la vibración, se realimenta al reloj donde se compara con la señal de control, con el fin de mantener una señal de control constante. También se ajusta la fase de esta señal de referencia y se envía al demodulador como referencia.

La señal de f.e.m. de las bobinas secundarias se transforma en una señal de baja impedancia, se amplifica y se demodula realizando una demodulación síncrona respecto a la señal de referencia con la fase ajustada, es decir, mediante técnica lock-in. La señal DC de salida es una lectura analógica proporcional al momento magnético de la muestra no influida por los cambios de la amplitud de vibración ni por la deriva en frecuencia. El esquema del VSM se puede observar en la Figura 2.1-4.

Antes de medir es necesario hacer una calibración del sistema. La calibración se lleva a cabo con un estándar de Ni a un campo aplicado superior al campo saturante del Ni, que es aproximadamente 5000Oe. El estándar de Ni es un cilindro de una relación diámetro-altura de aproximadamente 1:1, una pureza del 99.99% y

una masa de unos 0.02g. Las muestras se pulen y pesan antes de medir su imanación a saturación, que se mide con un VSM calibrado con un estándar de Ni del NIST (NSB) [7]. El valor de la imanación a saturación está comprendido entre 50000Oe y 10000Oe.

Al tratarse de una calibración con una muestra de forma determinada, en este magnetómetro se producen errores en la medida de muestras con formas distintas.

Por último, el electroimán admite dos modos de funcionamiento: modo campo y modo corriente. En el primero, se mantiene constante el campo mediante un sistema de realimentación. En el segundo, se mantiene constante la corriente de la fuente y se permite que varíe el campo. Esto no es un problema ya que se monitoriza en todo momento el valor del campo. En este trabajo todas las medidas se han hecho en modo campo.

Aunque se realiza también una calibración de offset, el VSM tiene un software para corregir el offset en las lecturas de momento magnético.

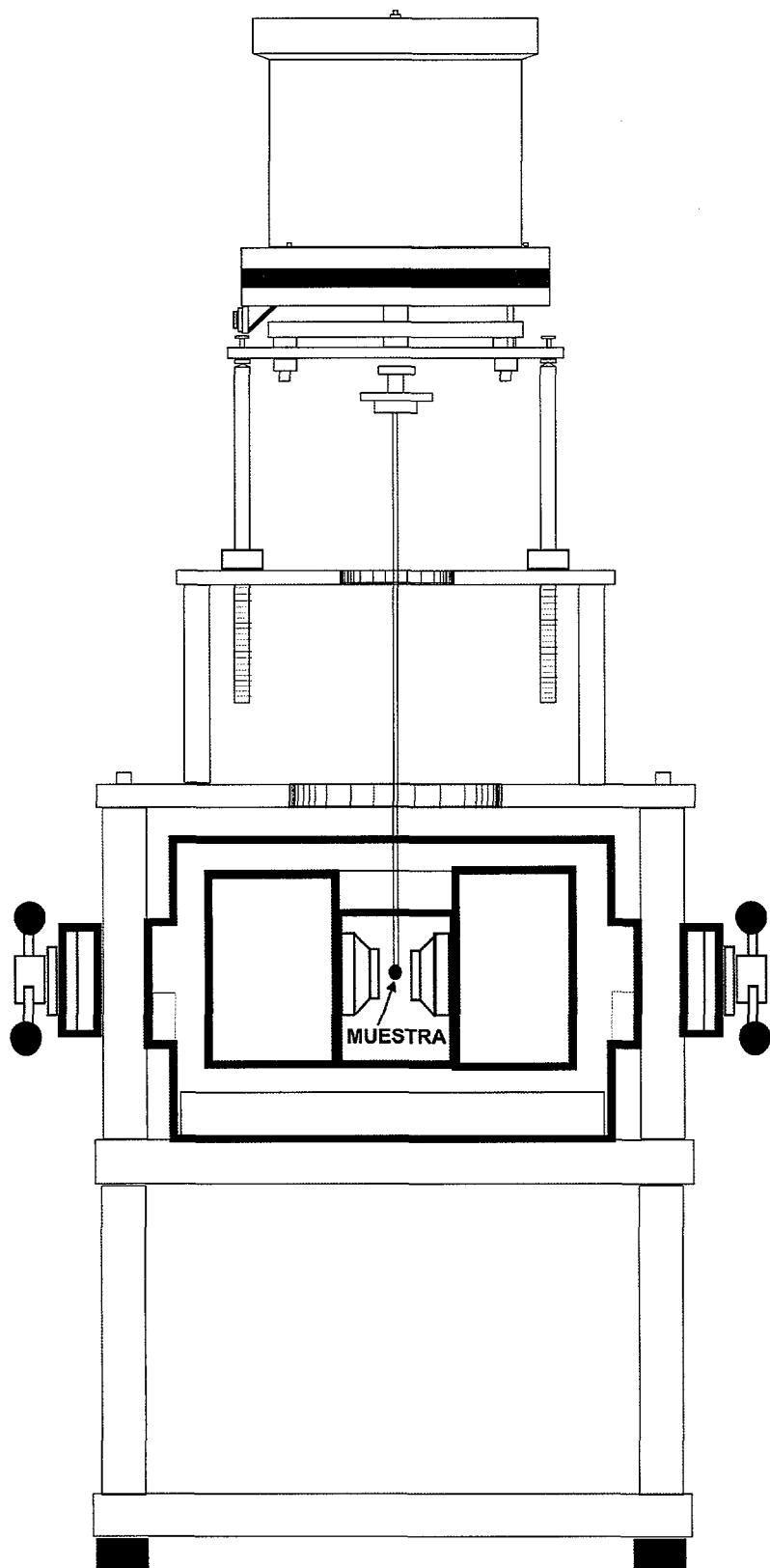


Figura 2.1-4. Esquema del VSM.

## 2.2. Observación de Dominios por Técnica Bitter

Esta técnica sencilla y económica ha sido de gran utilidad en la caracterización de la anisotropía de las películas crecidas. Con esta técnica se puede observar la configuración de dominios magnéticos con un microscopio óptico, observando la distribución de una suspensión coloidal de partículas ferromagnéticas (Ferrofluid EMG-707) sobre la superficie de la muestra. La resolución está limitada por el tamaño de las partículas pero suele ser del orden de la micra. Las partículas ferromagnéticas se concentran en aquellas regiones de la superficie en las que hay polos magnéticos, esto es, en los dominios cuya imanación es perpendicular a la superficie y en las paredes magnéticas. En las muestras rugosas también se dan polos con frecuencia en las zonas más y menos prominentes.

Para determinar cualitativamente la anisotropía inducida por crecimiento, y tras los recocidos de las muestras, se hace uso de dos pares de bobinas en configuración Helmholtz perpendiculares entre sí.

Un par de bobinas crean campo magnético en la superficie. Estas bobinas se emplean para visualizar muestras que tienen los dominios con imanación paralela a la superficie. Al aplicar el campo se imana o desimana la muestra y se pueden observar cómo se desplazan las paredes magnéticas si las hay.

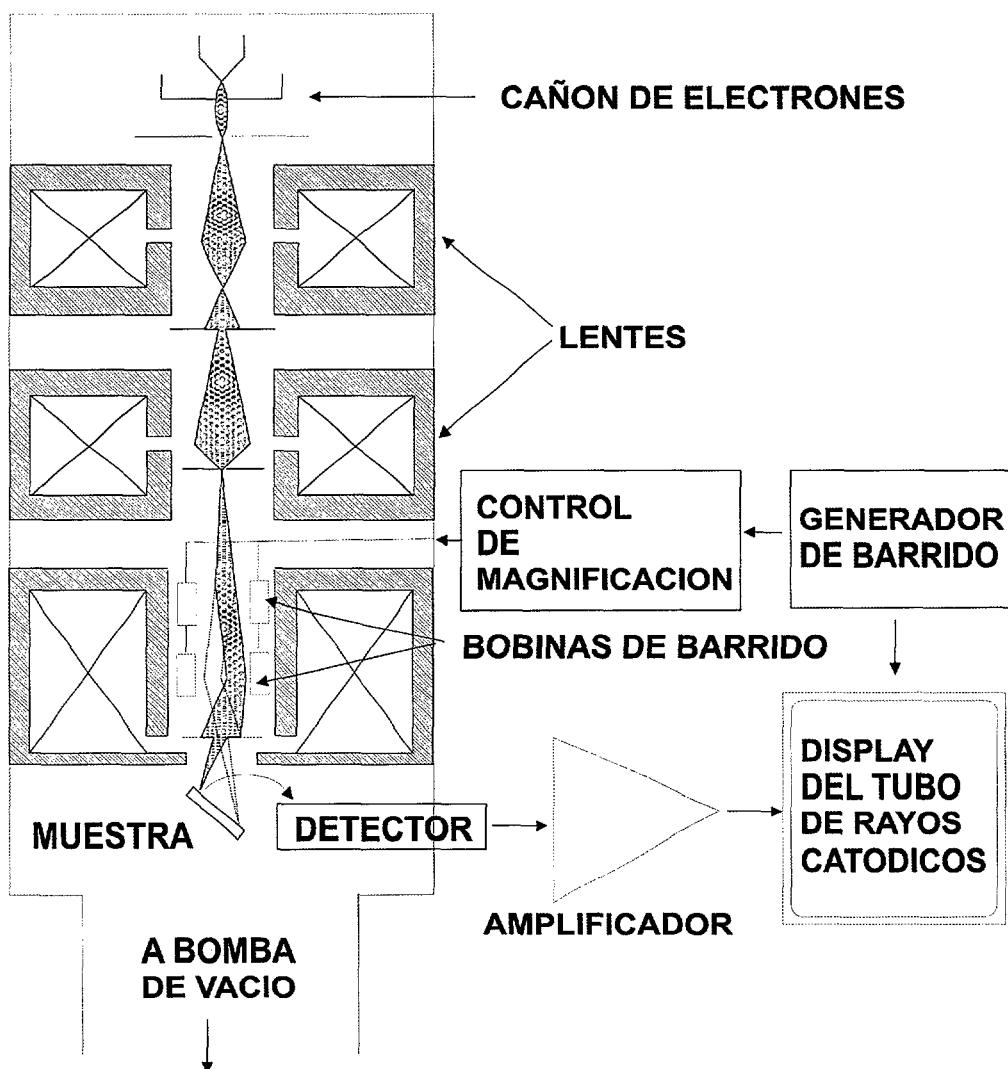
El otro par de bobinas crea campo perpendicular a la superficie y se emplea para ver dominios en muestras con anisotropía perpendicular a la superficie. Con estas bobinas se crea un campo magnético suficientemente fuerte como para imanar el coloide pero suficientemente débil para no imanar la muestra en la dirección perpendicular a la superficie. De esta forma, el coloide imanado se distribuye sólo por algunos dominios, y se puede observar la distribución de dominios, ya que de otra forma, no habría contraste.

## 2.3. Caracterización Superficial y Composicional

Un microscopio electrónico de barrido (SEM-Scanning Electrón Microscopy) es un sistema que envía un haz de electrones sobre la superficie de un material y recoge los electrones secundarios salientes tras las colisiones con los átomos del material. Con estos electrones secundarios reproduce una imagen de la topografía superficial. Dada la pequeña longitud de onda de un electrón, con estos microscopios se consigue una resolución mucho mayor a la que tienen los microscopios ópticos (del orden de 300.000 frente a los 10.000 de un microscopio óptico) [8].

Para generar el haz de electrones, un SEM tiene un filamento, normalmente de Wolframio, aunque otros sistemas lo llevan de otras sustancias, que al calentarse emite electrones. Los electrones son acelerados por una diferencia de potencial (de 0.3 a 30kV) en nuestro sistema (JEOL JSM-5800), a lo largo de una torre en la cual hay un sistema de lentes magnéticas para colimar el haz, hacia la muestra cuya superficie se quiere observar [9]. Figura 2.3-1.

Al incidir en la muestra, los electrones colisionan con los átomos superficiales de la misma. Como resultado de estas colisiones se producen distintos tipos de emisión en función de la profundidad de penetración. Ver Figura 2.3-2. En nuestro caso, se realiza observación topográfica y análisis composicional de las muestras.



**Figura 2.3-1. Columna del SEM.**

### 2.3.1. Caracterización Superficial

Para estudiar la topografía se estudian los electrones secundarios. Estos electrones, que surgen del material como consecuencia de las colisiones de los electrones incidentes con los átomos del material, emergen con poca energía, por lo que basta un pequeño potencial de unos cientos de voltios para dirigirlos al colector. Al colector llega una intensidad de electrones que es función de la topografía del punto donde incide el haz. Para obtener una imagen extensa, se barre la superficie que se pretende observar. Hay que llegar a un compromiso entre la superficie barrida y la magnificación que se pretende alcanzar. Así, si se pretende observar la topografía con una resolución mayor, el área barrida ha de ser menor.

El SEM es una herramienta que sirve para la observación topográfica de muestras conductoras. Para observar muestras aislantes, hace falta metalizarlas porque en caso contrario, éstas se cargan y no se obtiene contraste alguno.

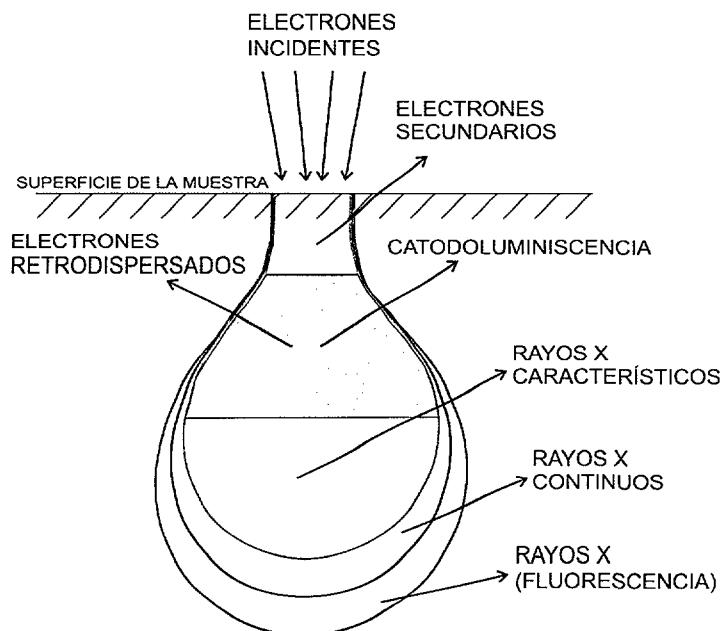


Figura 2.3-2. Emisión en función de la profundidad en la muestra.

### 2.3.2. Análisis Composicional (EDAX- *Energy Dispersive X-ray Analysis*)

El sistema de microanálisis empleado en este trabajo es de OXFORD de la serie 300. El principio físico sobre el que se basa el microanálisis de rayos X es que cada elemento tiene un espectro de absorción y, por lo tanto, de emisión de rayos X característico. Al incidir electrones de cierta energía sobre la muestra, transfieren parte de la misma a los átomos de los elementos que componen la muestra. Los átomos emplean esta energía en realizar transiciones electrónicas dando lugar a una emisión de rayos X característicos. Aunque hay elementos con líneas espectrales muy próximas entre sí, en la mayoría de los casos es posible diferenciarlas, pudiéndose hacer un análisis composicional fidedigno. Como se ha explicado en el apartado anterior, el área barrida depende de la magnificación, por lo que si se pretende hacer un análisis composicional con carácter general, es conveniente hacerlo a pocos aumentos. Cuando, por el contrario, se pretende determinar cuál es la composición de algún grano, es necesario aumentar la magnificación de forma que el haz incida íntegramente en el mismo. La profundidad de penetración, que es función de la energía del haz y de la densidad de la muestra, es de un valor típico de unas decenas de micras aunque para sustancias de baja densidad ( $0.4\text{g}/\text{cm}^3$ ) y empleando altas tensiones de aceleración (30-40kV), se pueden alcanzar profundidades de penetración de varias decenas de micras. Para el análisis composicional de películas delgadas crecidas por *sputtering*, hay que tener en cuenta que un voltaje acelerador excesivo puede falsear la composición al intervenir la emisión del sustrato. En el análisis composicional de blancos (de varios mm de espesor), sin embargo, la profundidad de penetración es insuficiente para analizar el volumen entero. Por esta razón, para comprobar que la composición de los blancos era uniforme en todo el

volumen se han analizado las composiciones de películas crecidas con los mismos a lo largo de la vida del blanco.

El detector de rayos X ha de estar en alto vacío mientras que la campana donde se introducen las muestras tiene una presión entre la presión ambiente cuando se abre la campana y una presión de unos  $10^{-5}$  mbar cuando se vacía para calentar el filamento. Para aislar estos dos compartimentos se emplea una ventana de Be que absorbe la emisión de baja energía (energías menores de 0.2keV). Por esta razón, no es posible analizar la composición de materiales que contengan elementos ligeros (H, He, Li, Be y B).

Antes de realizar el análisis composicional es muy importante calibrar el sistema con un elemento conocido.

## 2.4. Caracterización Estructural

La caracterización estructural se realiza mediante difracción de rayos X. Cualquier tipo de radiación que incide sobre un material se dispersa y se absorbe [10]. Normalmente, para explicar el fenómeno de dispersión se suele aproximar la radiación por una onda plana, que es aquella que tiene un frente de ondas plano o aquella procedente de un foco infinitamente lejano. Cuando esta onda choca con una red atómica tridimensional, cada punto de dispersión (electrones y partículas del núcleo) se comporta como un foco de ondas esféricas cuyos frentes de ondas son esferas centradas en el centro de dispersión. En la mayoría de las direcciones, la superposición de estas ondas dispersadas es nula salvo en alguna dirección, en la que da lugar a haces intensos siempre y cuando la longitud de onda incidente sea comparable con el espacio entre los centros dispersores.

La descripción más simple y más empleada de la difracción en cristales es la obtenida por Bragg: la difracción fuerte tiene lugar cuando todas las contribuciones a la onda difractada se suman en fase. De acuerdo con esto, considerando los planos cristalinos como un todo en vez de los centros dispersores individuales, se tiene que la expresión de la ley de Bragg:

$$n\lambda = 2d\sin\theta \quad (2.4.1)$$

“n” es un número entero, “ $\lambda$ ” es la longitud de onda, “d” es la distancia interplanar, “ $\theta$ ” es el ángulo de incidencia y de difracción. Figura 2.4-1.

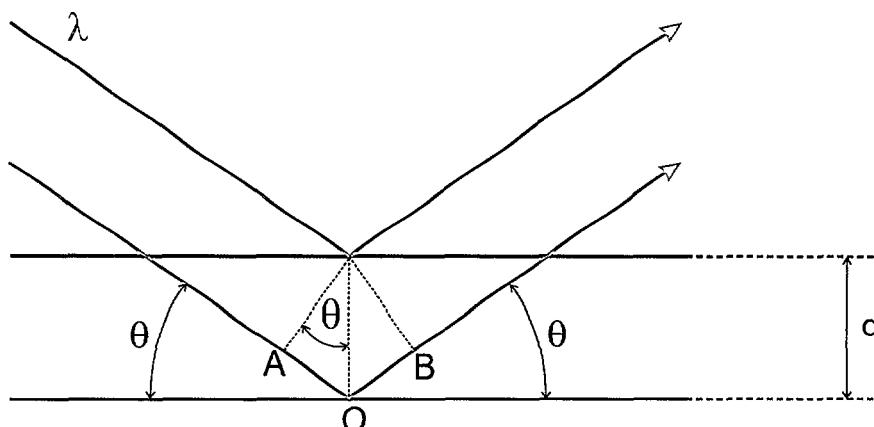


Figura 2.4-1. Ley de Bragg.

Que el ángulo de incidencia y el de difracción sean el mismo no se deduce de la figura sino de incorporar la dispersión de los planos normales a la superficie. Si hay pocos planos cristalinos, el pico de difracción se ensancha mientras que a medida que aumenta el número de planos cristalinos el pico se va estrechando convergiendo a un valor característico de la reflexión en un cristal masivo. Es decir, la difracción de Bragg de una familia de planos para una longitud de onda determinada no tiene lugar en un ángulo determinado sino en un pequeño rango. Este rango se denomina anchura de la *rocking-curve* y sus variaciones arrojan información acerca de las deformaciones cristalinas.

La radiación absorbida se suele describir por la ecuación de la absorción:

$$\frac{I}{I_0} = \exp[-\mu t] \quad (2.4.2)$$

$I$  es la intensidad transmitida,  $I_0$  es la intensidad incidente,  $\mu$  es el coeficiente de absorción lineal y  $t$  el espesor de la muestra en la dirección del haz incidente.

La intensidad de los haces difractados (o de las reflexiones), depende de cada material. La unidad básica de dispersión es la celda unidad. La dispersión para un ángulo dado se puede calcular multiplicando:

- La fuerza dispersora del electrón o del núcleo
- La fuerza dispersora de un átomo
- La fuerza dispersora de una celda unidad
- La fuerza dispersora de todas las celdas

Todas, respecto a la dirección de dispersión y relativas a la fase de la onda difractada. Los factores de dispersión nucleares y atómicos están tabulados para rayos X.

Se suele representar la dependencia angular de la intensidad calculando la fuerza dispersora de una celda unidad para la reflexión de la familia de planos  $hkl$ , para una longitud de onda y por supuesto, para una estructura cristalina. Este parámetro se llama factor de estructura:  $F_{hkl}$ .

En este trabajo siempre se han empleado materiales amorfos o a lo sumo policristalinos, por lo que la difracción de rayos X no se ha empleado para la caracterización estructural de redes cristalinas, sino más bien al contrario, para comprobar que las muestras no tenían estructura cristalina definida sino como mucho, cierta textura.

También se han hecho patrones de difracción con incidencia rasante para la caracterización de películas delgadas y multicapas [11,12,13,14,15,16,17,18,19,20].

Aunque la información que aporta la difracción de rayos X no es sensible a las propiedades magnéticas de los materiales, a diferencia de la difracción de neutrones, a través de la difracción de rayos X se puede obtener información de carácter estructural en multicapas, y la estructura, a veces es un factor condicionante en el comportamiento magnético de las mismas. Por ejemplo, la magnetoresistencia gigante de las multicapas Co/Cu disminuye a medida que lo hace la proporción de granos de Cu con orientación (100) y a medida que aumenta la rugosidad en las interfaces.

El índice de refracción de los materiales para la longitud de onda de los rayos X (y de los neutrones) es menor que uno, por lo que la reflexión total para esta radiación tiene lugar a incidencias rasantes.

Aunque la reflexión especular es función de la densidad electrónica promediada y del orden a largo alcance, las estructuras periódicas de multicapa se comportan como un cristal y dan lugar a picos de Bragg cuyas alturas están relacionadas con las composiciones relativas de las capas integrantes de la multicapa y cuyos períodos son inversamente proporcionales al espesor de la misma.

Además, la correlación de la rugosidad de las interfaces, da lugar a una reflexión no especular, que presenta franjas interferenciales si la correlación es alta, por lo que la comparación de la reflexión especular con la no especular aporta información acerca de la evolución de la rugosidad en las interfaces a través de las películas.

Aunque la reflexión de rayos X a incidencia rasante (*GIXR-grazing incidence x-ray reflectivity*) es una técnica potente para medir espesores en estructuras de multicapas delgadas, siendo capaz de medir con precisiones de una capa atómica, presenta una deficiencia importante cuando se trata de multicapas de metales de transición porque el contraste del factor de dispersión atómico entre los metales de transición de la familia 3d es muy pobre, y concretamente, para la longitud de onda de la radiación  $\text{K}\alpha$  del cobre, no se puede distinguir entre el del cobre y el del permalloy. Por esta razón, cuando se pretende determinar parámetros en estructuras de esta composición, es necesario un análisis complementario de fluorescencia.

## 2.5. Crecimiento de Películas por *Sputtering*

El sistema de *sputtering* o electrodeposición catódica es un método de crecimiento de películas delgadas en vacío, que consiste en la deposición de átomos en una superficie (sustrato), tras ser arrancados del material blanco, como consecuencia del impacto de cationes de Ar sobre el blanco, cuando en las proximidades del blanco se establece un campo eléctrico capaz de ionizar los átomos de Ar y acelerar los iones hasta el blanco. Figura 2.5-1

La campana donde se crecen las muestras tiene un vacío típico de  $10^{-8}$  mba en condiciones no operativas. Con esto se consigue limpiar la atmósfera de la campana de impurezas y partículas en suspensión, que luego podrían depositarse en el sustrato. El vacío se consigue con una bomba turbomolecular o una difusora de aceite, a la salida de la cual se añade una rotatoria para que la diferencia de presión entre la entrada y la salida de la turbomolecular (o la difusora), no sea excesiva.

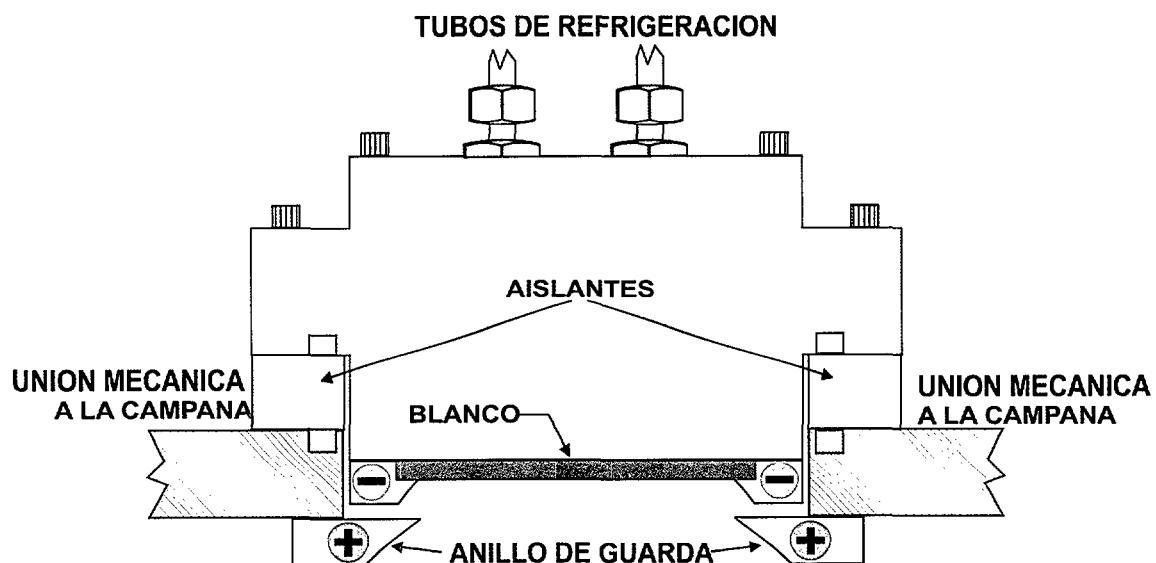


Figura 2.5-1. Esquema de un cañón de *sputtering*.

En el momento del crecimiento de una película, se introduce gas Ar en la campana hasta llegar a una presión del orden de  $10^{-3}$  mba y se establece una diferencia de potencial entre los anillos de guarda (en contacto eléctrico con toda la campana) y el blanco de entre  $10^2$  y  $10^3$  V. Los anillos de guarda tienen una forma trapezoidal con el fin de aprovechar el efecto de las puntas para conseguir el máximo campo eléctrico. Figura 2.5-1. En estas condiciones, los cationes de Ar, ionizados y acelerados hacia el blanco, por el gran campo eléctrico generado en las proximidades del blanco (Figura 2.5-2), chocan contra la superficie de éste arrancando átomos del material del que se compone el blanco. Los átomos arrancados se depositan en toda la campana y en particular sobre el sustrato situado frente al blanco a una distancia adecuada. Las muestras crecidas son de estructura amorfa, como se comprueba mediante un análisis estructural con el difractómetro de rayos X. La estructura puede ser debida a la escasa energía de las partículas al llegar al sustrato: los átomos

inciden con poca energía cinética y la temperatura del sustrato no es suficientemente alta como para moverlas por agitación térmica.

Cuando se crecen películas de composición mixta, es necesario o bien emplear un blanco de la composición determinada o bien emplear varios blancos, cada uno de ellos al potencial necesario para conseguir la proporción deseada de dicho componente en la muestra.

Ambas técnicas tienen ventajas e inconvenientes: en la primera, no hace falta calcular las tasas de crecimiento de cada material por separado sino que la composición del blanco se reproduce casi exactamente en la muestra, como se comprueba analizando la composición (microanálisis de rayos X) pero es necesario disponer de un blanco para cada muestra que se pretende crecer. En cambio, la segunda técnica requiere más trabajo para determinar el ritmo de crecimiento de cada uno de los componentes, y los blancos valen para distintas muestras. En este trabajo casi siempre se ha optado por el primer método ya que el número de sustancias a depositar es muy limitado y, por lo tanto, no se requiere una gran cantidad de blancos.

Los blancos se fabrican en el laboratorio a partir de los elementos integrantes en polvo: granos de aproximadamente  $1\mu\text{m}$ . La manipulación de los elementos en polvo se hace en una cámara que se mantiene a una presión constante con nitrógeno seco con una doble finalidad: por un lado, evitar la intoxicación con polvo como consecuencia de la manipulación directa, y por otro, impedir la oxidación o hidratación de los elementos que son susceptibles de dichas reacciones.

Se calcula la masa necesaria de cada uno de los componentes para hacer un blanco de un volumen total de un disco de 4cm de diámetro y 3mm de espesor, y se pesa el polvo en una balanza de una precisión de 1mg.

La mezcla de polvo, en caso de que se trate de un compuesto de varios elementos, se muele en un molino de bolas de ágata. Este proceso ha de durar más de una hora para que se mezcle bien el polvo y los granos sean lo más pequeños posibles para garantizar que el prensado posterior sea bueno.

Una vez molida la mezcla, se vuelve a introducir en la campana con atmósfera controlada de nitrógeno donde se vuelca en un troquel que le da la forma definitiva. El troquel se coloca bajo el émbolo de una prensa hidráulica, donde se prensa a una presión de unas 100 Tm. Después, se abre un poco el diámetro del cilindro del troquel para evitar inhomogeneidades del blanco en la superficie próxima a los bordes, como resultado de la expansión del polvo durante el prensado y se vuelve a prensar a unas 150 Tm.

El blanco prensado se sinteriza con un horno capaz de alcanzar más de  $750^\circ\text{C}$ , a un vacío de unos  $10^{-3}\text{ mba}$  que se consigue con una rotatoria, para evitar la oxidación del blanco durante la sinterización. Este horno calienta una placa de cobre con una batería de bombillas halógenas por radiación. El blanco se coloca sobre esta placa de cobre y se calienta por conducción. La campana del horno se refrigerá mediante un circuito de agua.

La composición del blanco es homogénea en todo el volumen como se comprueba analizando la composición del mismo en superficie y posteriormente analizando al azar, algunas de las muestras crecidas con el mismo a lo largo de la vida del blanco.

El ritmo de crecimiento de las películas en el *sputtering* es un factor importante a tener en cuenta ya que influye en gran medida en las propiedades de las muestras.

La velocidad de deposición depende de varios parámetros: la potencia, la presión de Ar en la campana, y de la distancia entre el blanco y el sustrato, siendo estas dependencias muy diferentes entre ellas. La velocidad de deposición se puede aumentar con mecanismos que concentren el bombardeo de los cationes sobre una superficie determinada.

- Se define la potencia como el producto de la diferencia de tensión establecida entre blanco y campana y la corriente iónica de cationes de Ar que inciden en el blanco. Cuando se depositan materiales no conductores, se calcula la potencia media. La velocidad de deposición es lineal con la potencia si bien no se puede aumentar la potencia de forma indefinida porque al aumentar la corriente de cationes disminuye el recorrido libre medio de los mismos, siendo menos eficaz la deposición a la vez que se calienta el blanco pudiendo llegar su temperatura a la de fusión. Aunque las muestras para esta tesis se han crecido casi en su totalidad a potencias bajas (de 30 a 50 W), en algunas ocasiones se han crecido películas hasta potencias de 250 W.
- La velocidad de deposición es función logarítmica de la presión de Ar de la campana. Esto es debido a que el recorrido libre medio de los cationes disminuye conforme aumenta la cantidad de los mismos en la atmósfera con la misma tendencia. Hace falta una presión de Ar mínima para prender los distintos blancos que depende de cada blanco. Para asegurar que el blanco prenda a la mínima presión posible, se conduce el Ar con un tubo de cobre hacia el blanco. Las presiones de Ar típicamente empleadas son de 1 a  $3 \cdot 10^{-3}$  mba.
- Cuando se crecen muestras con distintos blancos para conseguir una composición determinada, hay que estudiar la velocidad de crecimiento por separado de cada uno de los elementos ya que ésta depende del número atómico, de la masa y de la presión de vapor del componente. Así, como la presión de la campana es uniforme, hay que corregir la potencia de cada blanco para conseguir las proporciones deseadas.
- La velocidad de crecimiento disminuye conforme aumenta la distancia blanco sustrato de forma exponencial. Sin embargo, aproximar mucho el sustrato al blanco puede dar lugar a un sobrecalentamiento excesivo del sustrato llegando en ocasiones a provocar la cristalización de la muestra. Cuando se crecen muestras con varios blancos, es además muy importante que todos los blancos guarden la misma distancia al sustrato así como la misma orientación para evitar más correcciones.

- Para aumentar la tasa de crecimiento, algunos sistemas de *sputtering* además incorporan imanes detrás de los blancos. Estos imanes, que reciben el nombre de magnetrones, crean un campo magnético perpendicular a la superficie del blanco. (Figura 2.5-2). Los electrones se quedan atrapados cerca del blanco por las líneas de campo. De este modo, los átomos de Ar que entran en esta nube, tienen más probabilidades de ionizarse que si no hay magnetrón, y hace falta una presión de Ar menor para prender el plasma. Además, como los electrones atrapados no pueden acelerarse hasta el sustrato, el calentamiento del mismo es menor que en los sistemas de *sputtering* sin magnetrones. Sin embargo, esta situación sólo tiene lugar en las zonas donde las líneas de campo magnético son paralelas a la superficie, por lo que el mayor número de ionizaciones se produce en el centro de la nube electrónica y como los iones positivos se aceleran instantáneamente hacia el cátodo, esta zona se bombardea mucho más, y por lo tanto se consume y se calienta mucho

más rápidamente que el resto, lo que conlleva a un desaprovechamiento del resto del blanco por una parte, y a que se pueda fundir el material en dichas zonas, por otra.

No obstante hay que tener precaución con los magnetrones cuando los blancos son ferromagnéticos ya que si éstos son suficientemente gruesos, y la distancia entre los imanes y el blanco es excesiva, las líneas de campo se cierran dentro del propio blanco y no tiene lugar concentración de carga alguna.

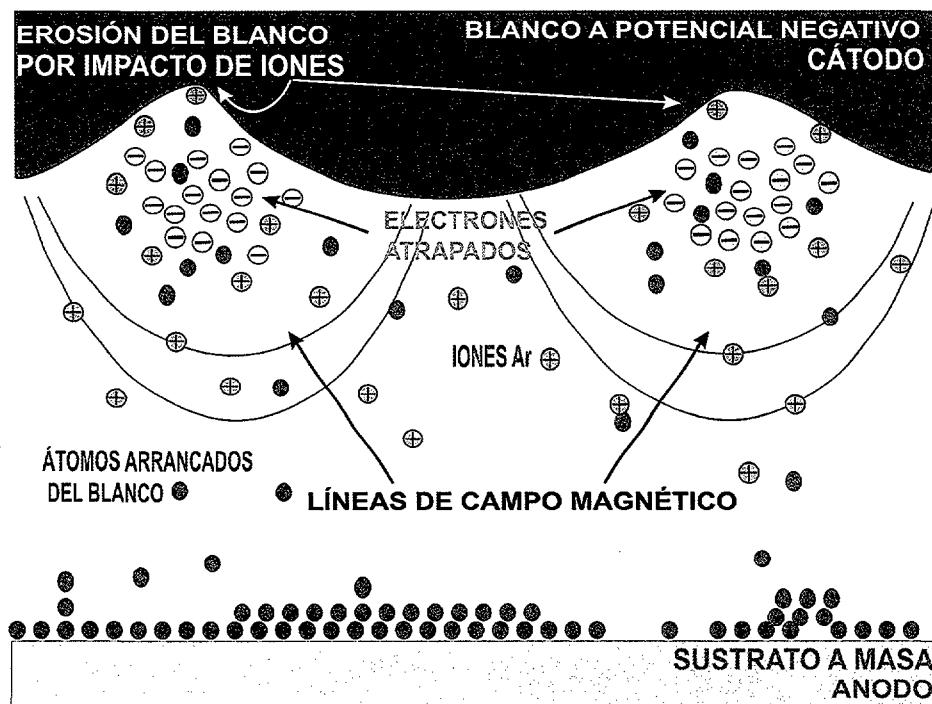
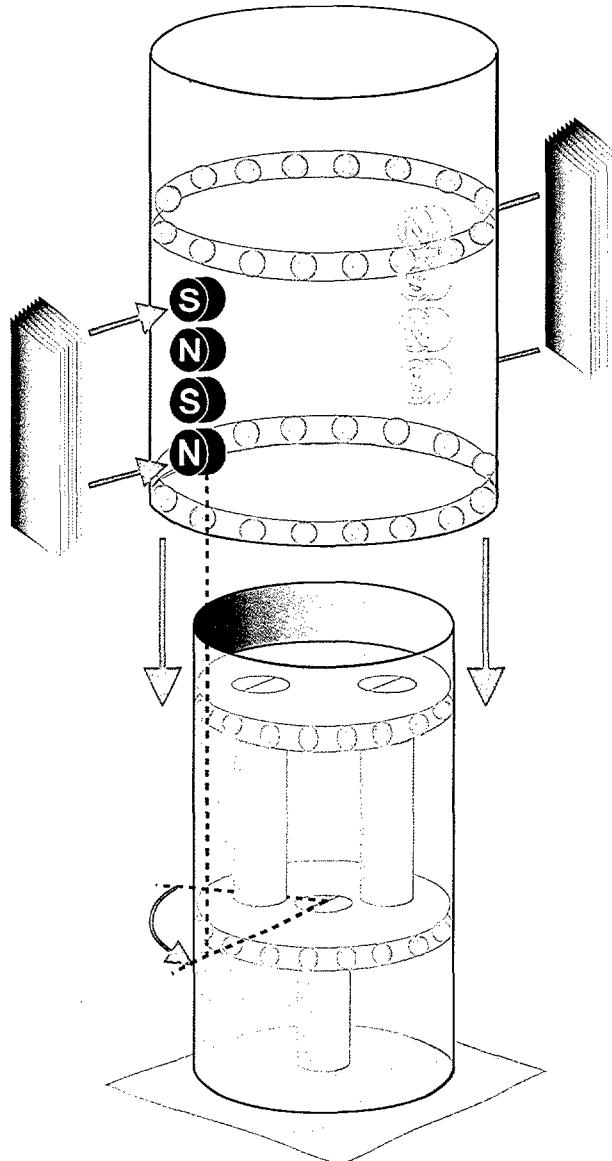


Figura 2.5-2. Erosión del blanco de *sputtering*.

Las muestras magnéticas crecidas por *sputtering* suelen tener una anisotropía magnética. Ésta es función del campo magnético en la posición del sustrato, de la orientación relativa sustrato-blanco que hace que las partículas tengan una incidencia no perpendicular en el sustrato y de la velocidad de crecimiento en muestras magnetostrictivas ya que en éstas, las tensiones mecánicas juegan un papel equivalente al de la anisotropía. En ocasiones se ha jugado con estos parámetros para crecer muestras a medida pero en la mayor parte de los casos, se ha intentado evitar la inducción de anisotropías en las muestras. Para conseguir muestras magnéticamente isótropas se rota el sustrato sobre sí mismo y en las películas crecidas sobre piezoelectrinos, se hace vibrar el piezoelectrino.



**Figura 2.5-3. Transmisión de la rotación al interior de la campana.**

Para rotar el sustrato sobre sí mismo, sin engrasar la campana, se coloca en el exterior un motor que hace girar un cilindro. Este cilindro es hueco y entre ambas paredes lleva dos hileras de imanes de NdFeB cilíndricos perpendiculares al cilindro central dispuestos con los polos alternados (N-S-N...) con unas láminas de hierro para cerrar el flujo por la parte exterior. Este cilindro descansa sobre otro cilindro rígido, que forma parte de la superficie de la tapa de la campana, a través de unos rodamientos de bolas sin engrasar. El cilindro rígido lleva en su interior otro cilindro encajado mediante otro par de rodamientos. Este cilindro interior lleva unas barras de hierro paralelas al eje principal pero desalineadas respecto a este a la misma distancia y según la línea de un diámetro de modo que el flujo de los imanes por la parte de dentro se cierra a través de las barras de hierro. Este cilindro interior está sujeto al árbol de sustratos a través de un trinquet que permite la rotación en un sentido para girar el árbol de sustratos y en el otro sentido para rotar cada uno de los sustratos sobre sí mismo. Este original sistema no estándar, permite rotar los sustratos y cambiar de uno a otro sin necesidad de abrir la campana o sea sin introducir elementos contaminantes en la misma.

Para hacer vibrar los bimorfos se ha diseñado un sistema con un pasamuro para transmitir al interior la tensión de un generador de señal externo a la campana. El pasamuro es un tapón de la campana al que se practica un orificio por el que se introduce una varilla de vidrio por cuyo interior va un cable de cobre. La superficie se sella con Araldit D. Aunque el pegamento es aislante se emplea la varilla para darle cierta rigidez al sistema. El cable, que será el activo del generador de señales, se prolonga con clemas metálicas hasta el bimorfo donde se conecta mediante una horquilla a los electrodos de las superficies del mismo. El electrodo central se sujeta mediante otra horquilla a una estructura de Al en contacto con la campana, que es la masa del generador de funciones.

Para evitar el cortocircuito de la salida de la fuente al unirse los electrodos de los bimorfos mediante el material depositado, se fabrica una máscara que hace sombra sobre la zona entre el electrodo central y la superficie del bimorfo enfrentada con el cañón (electrodo superficial). De este modo se impide la deposición en esta región.

Dado que la vibración produce el calentamiento de la muestra, siempre se toma la precaución de hacer vibrar el bimorfo a una frecuencia alejada de la frecuencia de resonancia para que el calentamiento no sea excesivo. Y tras la deposición hasta que la temperatura del sustrato alcanza la temperatura ambiente debe mantenerse el bimorfo vibrando.

### Bibliografía:

- 1 S.Maat, L.Shen, C. Hou, H. Fujiwara, J. Mankey, Optical interference in magneto-optic Kerr measurements of magnetic multilayers, Journal of Applied Physics 85 3 (1999) 1658-1662.
- 2 S. Foner, Review of Magnetometry, IEEE Trans. On Mag. 17 6 (1981) 3358-3363.
- 3 S. Foner, Versatile and Sensitive Vibrating-Sample Magnetometer, The Review of Scientific Instruments 30 7 (1959) 548-557
- 4 S.Foner, The Vibrating Sample Magnetometer: Experiences of a volunteer, J. Appl. Phys. 79 8 (1996) 4740-4745.
- 5 W.Roos, K.A.Hempel, C.Voight, H.Dederichs, R.Scippan, High Sensitivity Vibrating Reed Magnetometer, Rev. Sci. Instrum. 51 5 (1980) 612-613.
- 6 A.Zieba, S.Foner, Superconducting magnet image effects observed with a Vibrating Sample Magnetometer, Rev. Sci. Instrum. 54 2 (1983) 137-145.
- 7 R. S.Davis, Determining the Magnetic Properties of 1 kg Mass Standards, Journal of Research of the National Institute of Standards and Technology 100 3 (1995) 209-225.
- 8 J.I.Goldstein,A.D.Roming Jr., D.E.Newbury, C.E.Lyman, P.Echlin, C.Fiori, D.C.Joy, E.Lifshin, Scanning Electron Microscopy and X-Ray Microanalysis, Plenum Press, ed 1992.
- 9 Jeol news, Electron Optics Instrumentation, news 33E 1 (1998).
- 10 D.K.Bowen, B.K.Tanner, High Resolution X-ray Diffractometry and Topography, Taylor & Francis Ltd, ed. 1998.
- 11 I.Pape, T.P.A.Hase, B.K.Tanner, M.Wormington, Analysis of grazing incidence X-ray diffuse scatter from Co-Cu multilayers, Physica B 253 (1998) 278-289.
- 12 D.E.Joyce, C.A.Faunce, P.J.Grundy, Crystallographic texture and interface structure in Co/Cu multiplayer films, Physical Review B 58 9 (1998) 5594-5601.

- 13 B.K.Tanner, D.E.Joyce, T.P.A.Hase, I.Pape, P.J.Grundy, Grazing Incidence X-ray Measurement of Interface Roughness in Sputtered Cu/Co Multilayers, *Adv. X-ray Analysis* 40 (1998) CDROM 2276-2286.
- 14 T.P.A. Hase, B.K.Tanner, P.Ryan, C.H.Marrows, B.J.Hickey, Determination of the Copper Layer Thickness in Spin Valves by Grazing Incidence X-ray Flourescence, *IEEE Trans. Mag.* 34 (1998) 831-833.
- 15 B.D.Fulthorpe, D.E.Joyce, T.P.A.Hase, A.S.H.Rozatian, B.K.Tanner, P.J.Grundy, The progression of interface structure through sputtered Co/Cu and Co/Pt multiplayer films, *J.Phys.: Condens. Matter* 11 (1999) 8477-8487.
- 16 J.Clarke, I.Pape,B.K.Tanner, M.Wormington, Influence of step-bunching on grazing incidence diffuse x-ray scatteromg, *J.Phys.:Condens. Matter* 11 (1999) 2661-2668.
- 17 J.Clarke,C.H.Marrows,F.E.Stanley, R.J.T.Bunyan, B.J.Tanner, B.J.Hickey, The Effect of Conformal Roughness on Spin-Valves, *J. Phys. D: Appl. Phys.* 32 (1999) 1169-1174.
- 18 B.K.Tanner, T.P.A.Hase, B.D.Fulthorpe, J.Clarke, G.M.Luo, S.K.Halder, A.S.H.Rozatian and S.B.Wilkins, X-ray Probes of Magnetic Multilayer Structure, *Mat. Reso. Symp. Proc.* (2000) 10-22.
- 19 T.P.A.Hase, I.Pape, B.K.Tanner, H.Dür, E.Dudzik, G.van der Laan, C.H.Marrows, B.J.Hickey, Soft-x-ray resonant magnetic diffuse scattering form strongly coupled Cu/Co multilayers, *Physical Review B* 61 6 (2000) 3792-3795.
- 20 B.D.Fulthorpe, T.P.A.Hase, B.K.Tanner, C.H.Marrows, B.J.Hickey, Structural and Magnetic Changes on Annealing Permalloy/Copper Multilayers, *J.Mag. Mag. Mat.* 226 (2001) 1765-1766.



# 3

## Magnetómetro de gradiente alterno y detección óptica

En este capítulo se introducen algunos de los métodos de medida de momento magnético pequeño. Se analizan las ventajas e inconvenientes de cada uno y se diseña un sistema basado en un gradiente de campo y una detección optoelectrónica.

### ÍNDICE

- 3.1. Introducción**
- 3.2. Diseño mecánico del magnetómetro**
- 3.3. Diseño de las bobinas**
- 3.4. Electrónica de acondicionamiento**
- 3.5. Calibración**
  - 3.5.1. Caracterización en frecuencia**
  - 3.5.2. Calibración del momento magnético**
- 3.6. Resultados**
- 3.7. Conclusiones**

### 3.1. Introducción

La tendencia moderna a la miniaturización de todo tipo de equipos y dispositivos reta día a día a la tecnología. Los sistemas de caracterización para muestras masivas no siempre son directamente aplicables cuando se trata de muestras microscópicas. En concreto, en los sistemas de caracterización magnética, ya en los años 60, surge una línea de magnetómetros de momento magnético "ad hoc" para caracterizar pequeñas muestras. El comienzo de esta línea es el magnetómetro de muestra vibrante (VSM) de Foner [1]. Foner descarta los métodos de fuerza porque considera que con estas técnicas en las que las bobinas generan la fuerza a través de un campo inhomogéneo, es difícil medir la imanación en un campo magnético uniforme. Además apunta que estos métodos son muy dependientes de la orientación cristalográfica de la muestra [2].

Foner propone y desarrolla un magnetómetro basado en la inducción magnética, en el que se mide la fem inducida en unas bobinas secundarias cuando cambia el flujo magnético a su través, esto es, cuando cambia el campo magnético o la posición relativa de las bobinas y la muestra.

A diferencia de los últimos métodos empleados de bobinas oscilantes [3,4], Foner hace vibrar la muestra en el entrehierro de un electroimán en una dirección perpendicular al campo magnético aplicado. El campo magnético oscilatorio induce una fem en unos carretes secundarios estáticos. De esta fem se deduce el momento magnético de la muestra (Figura 3.1-1).

Para calibrar las medidas, Foner hace vibrar una muestra conocida y detecta las variaciones de campo producidas por esta muestra, suficientemente alejada de la primera pero en un movimiento solidario con ésta, con otros carretes secundarios idénticos a los de la muestra medida. Como el movimiento de la muestra y de la referencia están sincronizados, las tensiones eléctricas inducidas están en fase y pueden compararse las amplitudes directamente. Haciendo una detección en fase cuya referencia es precisamente la señal del transductor que pone en movimiento ambas muestras, se consiguen medidas independientes de los cambios en la amplitud y de la frecuencia de vibración, también de pequeñas inestabilidades y desuniformidades del campo, de la ganancia o de la linealidad del amplificador. La resolución de este magnetómetro es del orden de  $10^{-9} \text{ Am}^2$ .

En realidad, las características verdaderamente novedosas de este magnetómetro son que el movimiento de la muestra es perpendicular al campo magnético aplicado y que la configuración de secundario consiste en una distribución asimétrica respecto al eje de vibración capaz de medir la oscilación de las muestras en el campo magnético.

El VSM de Foner fue ampliamente aceptado y emulado en muchos laboratorios de magnetismo [5].

Una década más tarde (1970), Zijlstra hace algunos estudios sobre partículas ferromagnéticas microscópicas para comprender los procesos de imanación en imanes permanentes, que no pueden describirse mediante un material monodominio. Zijlstra necesita medir el ciclo de histéresis, por lo que no le valen otros métodos con los que sólo se puede medir el estado remanente [6,7] o la susceptibilidad [8,9].

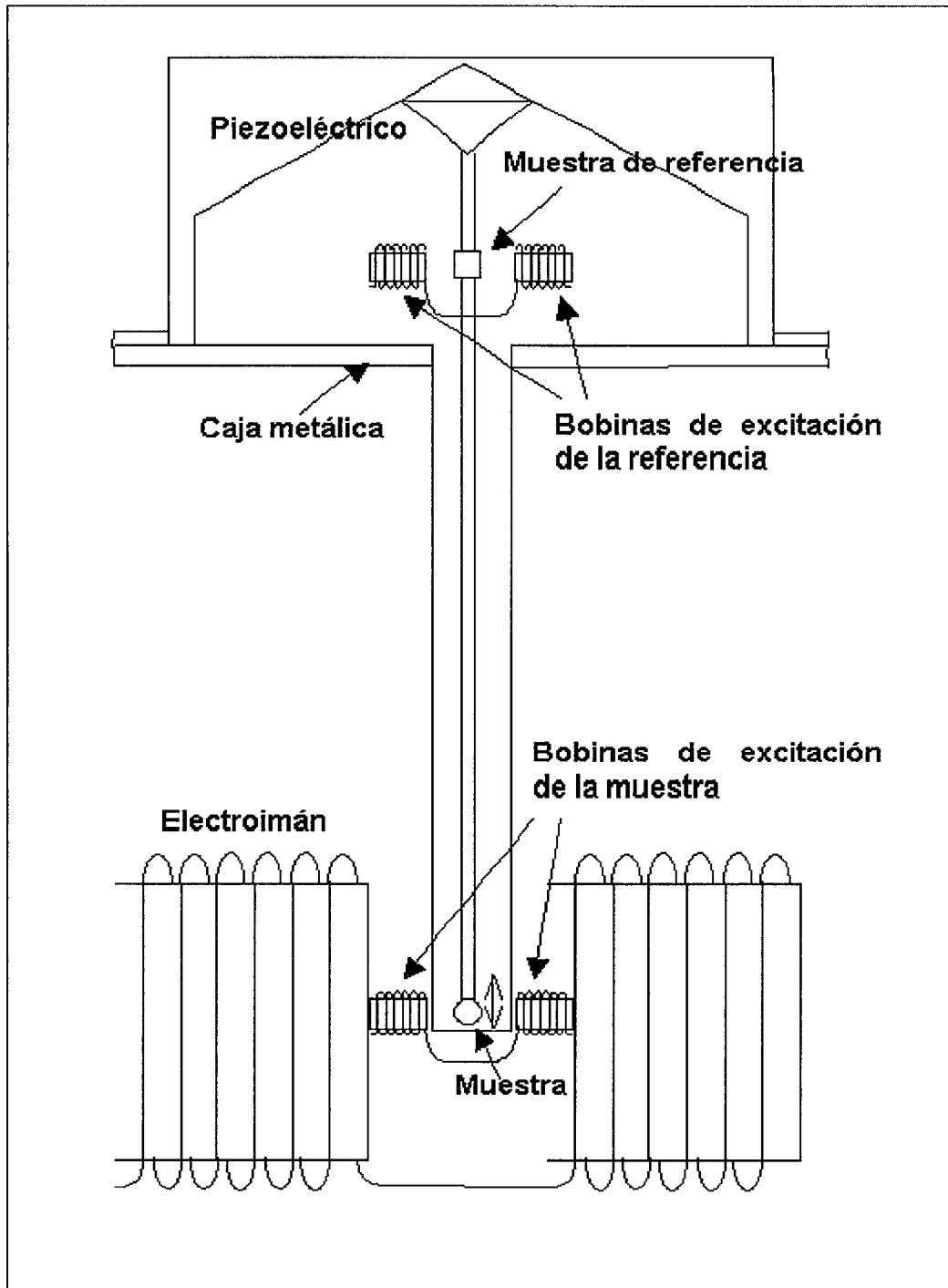


Figura 3.1-1. VSM diseñado por Foner.

Para ello desarrolla un dispositivo en el que la muestra, sujetada a una lengüeta, se pone a vibrar mediante la fuerza magnética originada por un gradiente de campo magnético alterno. La velocidad de la vibración se mide utilizando una lámpara estroboscópica, y de la velocidad, se deduce la amplitud de la vibración [10]. Se hace vibrar la lengüeta a la frecuencia de resonancia del sistema para aprovechar al

máximo la energía [11], consiguiendo una resolución casi tres órdenes de magnitud mejor que la del VSM de Foner.

Zijlstra ya establece que la amplitud de la deflexión dinámica de la lengüeta es tanto mayor cuanto mayor es el cociente longitud-radio de la misma, cuanto menor es la viscosidad, cuanto más pesado es el material que la compone y más flexibilidad presenta, por eso emplea oro para la lengüeta de su magnetómetro.

Prácticamente en paralelo (1972), R. Reeves, diseña otro magnetómetro de "fuerza alterna" basado en el mismo principio pero detectando la amplitud con un elemento piezoelectrónico, con una resolución similar [12]. Reeves calibra el magnetómetro con una espira de referencia consiguiendo así una calibración independiente del campo magnético y aproximadamente independiente de la temperatura en el rango de temperaturas en el que trabaja, a diferencia de lo que ocurre con las muestras estándar de referencia. Para la calibración, si bien es cierto, sin refrigerar, sólo se pueden alcanzar momentos de calibración de hasta 0.1 mAm<sup>2</sup>.

Es bastante interesante el análisis comparativo que realiza Reeves de los magnetómetros de muestra vibrante (VSM) y de los de gradiente o fuerza alternos (AGM o AFM). Reeves considera que se puede pensar que un método es el inverso del otro. En los VSM la muestra se pone a vibrar mecánicamente y se detecta la variación de flujo magnético que produce esta vibración en unas bobinas secundarias en forma de fem:

$$\text{fem} = -\frac{\mu_0}{4\pi} \vec{v} \cdot \nabla \left( \bar{m} \oint \frac{d\vec{l} \times \vec{r}}{r^3} \right) \quad (3.1)$$

$v$  es la velocidad de la muestra en movimiento,  $m$  es el momento magnético,  $I$  es la longitud de los carretones secundarios y  $r$  es la distancia de la muestra al elemento diferencial del carrete.

En los AGM<sup>1</sup> la muestra se pone a vibrar por la acción de la fuerza magnética:

$$\vec{F} = \frac{\mu_0}{4\pi} I \nabla \left( \bar{m} \oint \frac{d\vec{l} \times \vec{r}}{r^3} \right) \quad (3.2)$$

$I$  es la corriente eléctrica que circula por los carretones creadores del campo inhomogéneo. Y la tensión eléctrica de salida del detector puede expresarse como:

$$V = k \frac{\mu_0}{4\pi} I \vec{u}_x \cdot \nabla \left( \bar{m} \oint \frac{d\vec{l} \times \vec{r}}{r^3} \right) \quad (3.3)$$

$k$  es la constante de proporcionalidad que depende del detector y  $\vec{u}_x$  es el módulo de un vector unitario en la dirección del movimiento de la muestra, que a su vez es perpendicular al campo magnético aplicado.

---

<sup>1</sup> Se emplea AGM en lugar de AFM para no confundir los magnetómetros de fuerza alterna con los microscopios de fuerza aunque estos dispositivos están fuera de contexto.

A partir de esta comparación, Reeves, resalta las mejores prestaciones de los AGM frente a los VSM:

- La resolución de los VSM está limitada por el ruido térmico en el secundario y por la velocidad de vibración mientras que en los AGM, el gradiente de campo es limitado pero la sensibilidad del detector es, en principio, ilimitada.
- El AGM no requiere estabilidad del campo magnético aplicado mientras que en el VSM se registra una gran fem para una pequeña variación del campo magnético.
- Un AGM permite la adquisición automática de ciclos de histéresis porque admite variaciones continuas de campo, en tanto que en el VSM, una variación instantánea de campo se traduce en señal espuria.
- Dado que la amplitud de la vibración de la muestra en los VSM es mayor que en los AGM, el soporte para la muestra en el primer caso ha de ser más robusto y hay que tener en cuenta que su momento magnético ha de sustraerse de la medida total.
- El AGM no tiene un vibrador, por lo que tiene menos contribución intrínseca al ruido debido a vibraciones mecánicas.

Otros trabajos realizados más tarde han ido mejorando este tipo de magnetómetros como en el desarrollado por el grupo de W. Roos (1980) [13] con una electrónica algo más avanzada, que permite medir momentos magnéticos de hasta  $10^{-13} \text{ Am}^2$ , con expectativas de mejorar si se trabaja en vacío dado que el factor de calidad aumenta conforme disminuye la presión. O el magnetómetro de P.J.Flanders (1988) [14] que puede trabajar en un rango de temperaturas de 77 a 400K y un rango de frecuencias de 100 a 1000Hz manteniendo un factor de calidad entre 25 y 250. Figura 3.1-2. Este magnetómetro sólo está limitado por ruido acústico y mecánico, y su relación señal ruido para una esfera de 25  $\mu\text{m}$  de diámetro y un momento magnético de  $3.7 \cdot 10^{-10} \text{ Am}^2$ , es de 500, lo que indica que su resolución es de  $10^{-12} \text{ Am}^2$ . Otros trabajos han introducido simplemente variaciones en la detección como es el caso del magnetómetro de M.J. Naughton (1997) [15] que basa su detección en una medida de la variación de la capacidad eléctrica.

También los magnetómetros de muestra vibrante han ido evolucionando dando lugar a magnetómetros triaxiales de mejores prestaciones que el VSM de Foner [16] y a magnetómetros capaces de medir las contribuciones cuadripolares del momento magnético detectando el segundo armónico de la fem [17].

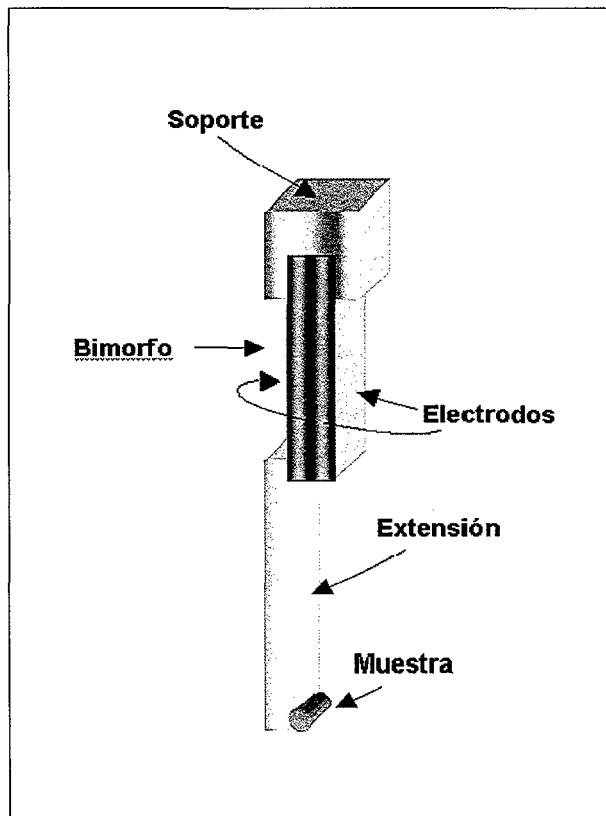


Figura 3.1-2. Magnetómetro de Flanders.

En definitiva, se puede decir que hasta el momento estos dos métodos han ido mejorando paulatinamente en competencia directa. Conviene incidir en la gran simetría que presentan los VSM y los magnetómetros de gradiente alterno:

- En los VSM, la variación temporal de la posición de un dipolo magnético genera una fuerza electromotriz en un arrollamiento secundario, que es la magnitud que se mide.
- En los magnetómetros de gradiente alterno, es una variación espacial del campo magnético, generada por la excitación de unos carretes con una señal variable en el tiempo, la que da lugar a un movimiento del dipolo. La magnitud que se mide es la amplitud de este movimiento, generalmente, mediante un piezoelectrónico.

La principal diferencia entre estos dos tipos de métodos no es, por lo tanto, conceptual sino la eficiencia energética que se consiguen en cada uno.

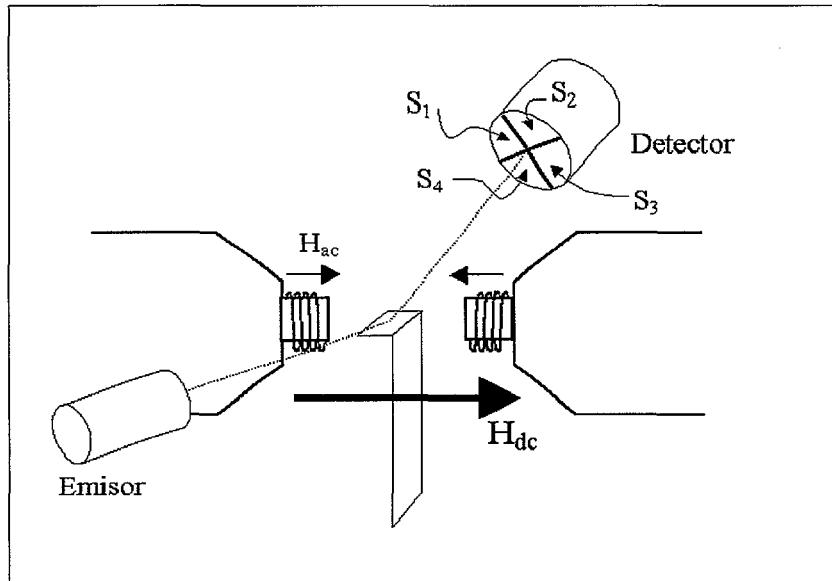
- En los métodos de inducción y VSM, la energía medida está limitada por la velocidad de la muestra vibrante y por el propio momento magnético de la muestra.
- En los magnetómetros basados en gradiente de campo alterno, sin embargo, trabajando a una misma frecuencia, la frecuencia de resonancia del sistema, la energía que se detecta es proporcional al momento magnético y al gradiente del campo magnético que genera la oscilación a través de una constante de proporcionalidad fijada por el detector. Es decir, la sensibilidad de este método puede aumentar más allá del límite anterior si se emplea un detector adecuado.

Así, los magnetómetros de gradiente alterno, son más eficientes en potencia que los magnetómetros basados en la inducción. La mayor parte de estos magnetómetros emplean un elemento piezoelectrónico para medir la amplitud del movimiento de la muestra. Sin embargo, la tensión eléctrica generada por un piezoelectrónico o un bimorfo en movimiento, está limitada por las propias constantes piezoelectrónicas y por la deformación superficial del mismo.

El magnetómetro de gradiente alterno con detección óptica (OAGM) que se presenta en este capítulo pretende reunir la capacidad sensitiva de los magnetómetros de gradiente alterno con la gran sensibilidad que ofrece una detección óptica para dar lugar a un magnetómetro de buenas prestaciones.

El método de detección óptica es un método mucho más preciso y sensible para medir la vibración de una muestra en movimiento oscilatorio. De hecho, es el que se emplea en microscopía de fuerzas. En este método se ilumina la muestra vibrante con un haz láser. Dependiendo de la posición instantánea de la muestra, el haz se refleja con un ángulo o con otro, por lo que el haz reflejado, barre una zona del espacio. Este haz se proyecta sobre un fotodetector tipo PSD (*position sensing device*), cuya área total es mayor que la amplitud de la zona que barre el haz reflejado en su superficie. La señal que recibe el fotodetector es proporcional a la amplitud de la oscilación.

La detección óptica se amplifica con la distancia. Su límite de amplificación es la distancia menor entre: la distancia para la cual el haz láser se abre tanto como para iluminar simultáneamente dos fotodiódos del fotodetector y la distancia para la cual se atenúa la intensidad del haz siendo su intensidad inferior a la mínima detectable por los fotodiódos, función de la potencia del láser. Sea cual sea la distancia menor de las dos mencionadas, el límite es mucho menos restrictivo que el límite dado por un piezoelectrónico.



**Figura 3.1-3. Magnetómetro de gradiente alterno y detección óptica (OAGM)**

En este magnetómetro se contemplan dos principios de excitación basados en un gradiente alterno: en primer lugar, un gradiente alterno en la dirección del propio campo, y en segundo lugar, un gradiente alterno en una dirección perpendicular. Se decide emplear el último porque la disposición del mismo permite aplicar campos imanadores de mayor magnitud y se evitan problemas asociados con la coercitividad de las muestras. Como soporte para las muestras, se diseña una lengüeta de bronce fosforoso, que es un material diamagnético con excelentes propiedades elásticas, sobre piezas de metacrilato, como se explica más adelante en el capítulo. Y en la detección, se emplea el principio de detección de la variación de la posición de las puntas en los microscopios de fuerzas, es decir, un haz láser colimado que incide sobre la muestra si ésta es brillante, y sobre un espejo sujeto a la lengüeta en caso de muestras no brillantes. La reflexión del haz se proyecta sobre un fotodetector de cuadrante, donde se mide la amplitud de la vibración. Este método evita el inconveniente de la contribución de elementos con distintas propiedades elásticas. Figura 3.1-3. El haz láser se pulsa para reducir el ruido y para conseguir una buena relación señal ruido se emplea una doble detección en fase. Como se explica más adelante, el método de caracterización empleado es independiente de la cristalografía y anisotropía de la muestra. En definitiva, este magnetómetro tiene más sensibilidad que los magnetómetros de gradiente alterno convencionales siendo capaz de medir momentos magnéticos de  $10^{-10} \text{ Am}^2$ . Las medidas en temperatura en este sensor precisan de un sistema de refrigeración o calefacción sólo para el subsistema constituido por el soporte de la lengüeta, la lengüeta y la muestra, por lo que se pueden emplear criostatos de circuito cerrado, lo cual supone una ventaja económica frente a los sensores anteriormente descritos.

### 3.2. Diseño mecánico del magnetómetro

El diseño mecánico de un sistema vibrante es crítico de cara al buen funcionamiento del mismo y repetitividad dado que los sistemas de laboratorio están sometidos a toda clase de vibraciones, que son importantes fuentes de ruido. En los sistemas de medida magnéticos se añade además el problema de que los materiales de la estructura no pueden ser magnéticos. Al ser un sistema que necesita de una alineación, tiene que estar dotado de algunos posicionadores que doten de grados de libertad a los elementos críticos.

En este sistema de medida, se imana una muestra sujetada a una lengüeta flexible. Mediante unos pequeños carretes en la región del campo imanador, se aplica una fuerza magnética que hace vibrar la muestra. Para cuantificar la vibración se emplea un sistema óptico constituido básicamente por un láser, la fuente de alimentación del mismo, un fotodetector de cuadrante y la electrónica de acondicionamiento necesaria.

El sistema óptico de la detección y la muestra han de constituir un bloque compacto porque cualquier movimiento no solidario de alguno de ellos puede interpretarse erróneamente como una señal de momento magnético.

Además, la estructura no puede ser magnética para evitar en la medida de lo posible, caracterizar el entorno para cada campo y cada medida. Por esta razón se fabrica una estructura de metacrilato. El metacrilato es un material no magnético, con una resistividad eléctrica superior a  $10^{15} \Omega\text{cm}$  y fácilmente mecanizable en frío.

A fin de trabajar con la mayor estabilidad posible, toda esta estructura se coloca sobre un tablero de mármol que yace sobre una cama de un material esponjoso.

En la Figura 3.2-1 puede verse un diagrama del sensor en el que se muestra la estructura de metacrilato en forma de "M", que es perpendicular a las piezas polares del electroimán.

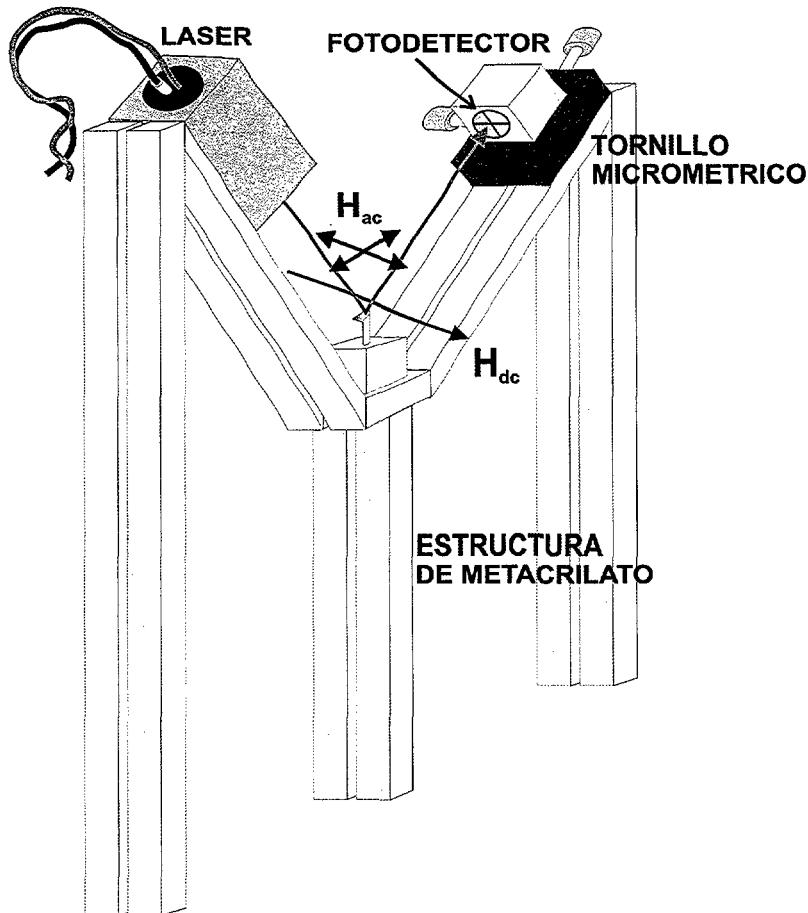


Figura 3.2-1. Montaje mecánico del OAGM.

En la Figura 3.2-2 se muestra el habitáculo para la lengüeta que sujeta la muestra en el valle formado por la armadura de metacrilato.

Tanto el láser como el fotodetector se colocan en los segmentos inclinados con el mismo ángulo. Aunque se podría pensar en una incidencia y detección cuasinormales, esta configuración resta accesibilidad al sistema y es una fuente de problemas para muestras no metálicas como vidrios, en las que hace falta sobrepasar un determinado ángulo para obtener rayo reflejado.

El láser se fija sobre la armadura con un soporte de PVC. El detector, sin embargo, se dota de dos grados de libertad colocándolo sobre un posicionador micrométrico bidireccional, como también se muestra en la Figura 3.2-1. De este modo, no es tan crítica la posición de la muestra, pudiendo alinear el sistema con mucha precisión.

El habitáculo para la lengüeta es una cavidad cilíndrica, perforada en el valle de la armadura, con un orificio fresado para meter un tornillo, también de metacrilato. La lengüeta como se puede ver en la Figura 3.2-2, se incrusta y se pega en una ranura en una de las caras circulares de un cilindro de metacrilato.

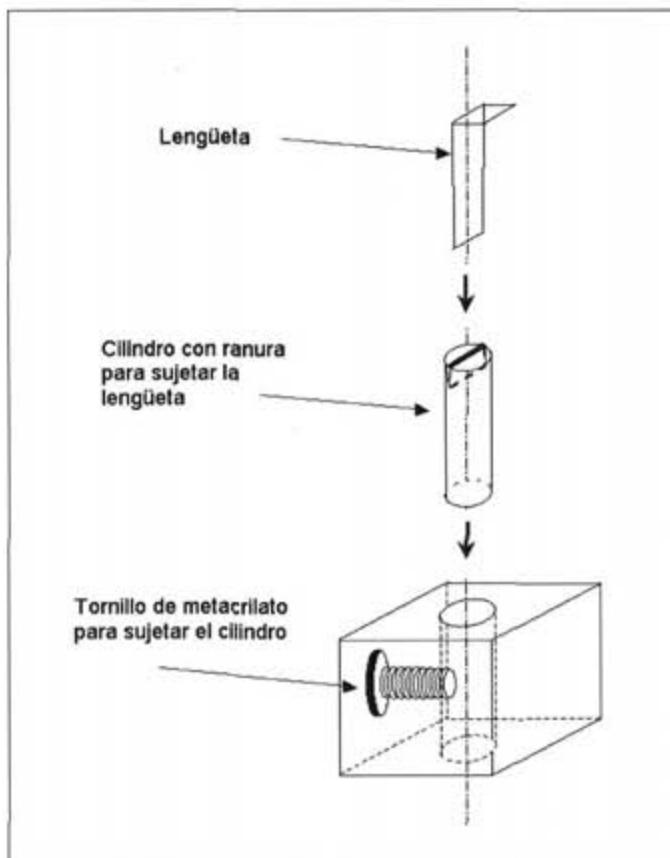


Figura 3.2-2. Habitáculo para la lengüeta.

La muestra se adhiere a la parte superior de la lengüeta, y el sistema constituido por lengüeta, muestra y cilindro, se sujeta por presión en la oquedad con el tornillo de metacrilato. Una foto de la lengüeta se puede ver en la Figura 3.2-3.

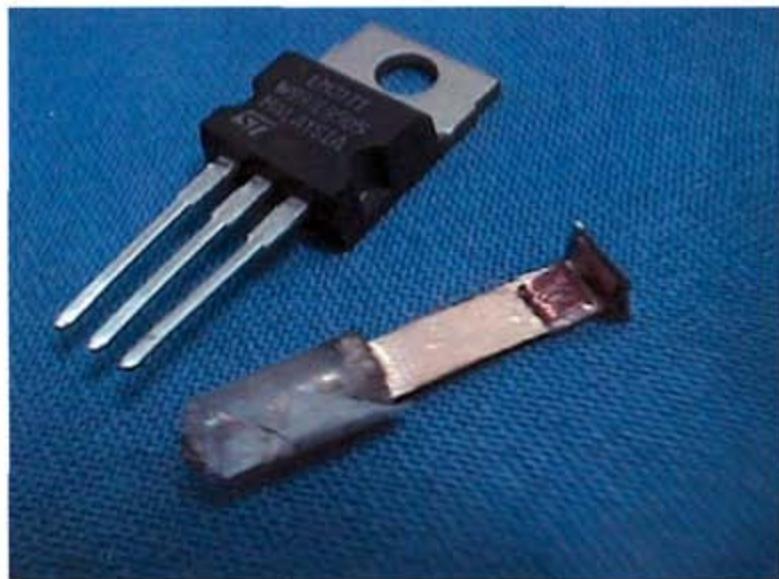


Figura 3.2-3. Fotografía de la lengüeta, el soporte de metacrilato de la misma y la microespira de calibración.

### 3.3. Diseño de las bobinas

En este magnetómetro “OAGM”, se imana la muestra aplicando un campo magnético estacionario con un electroimán y, con unas bobinas alimentadas con una fuente de corriente alterna, se establece un gradiente de campo. La muestra, que tiene un determinado momento magnético, en presencia del campo inhomogéneo experimenta una fuerza:

$$F_i = \mu_0 m \frac{\partial H_i}{\partial x_i} \quad (3.4)$$

y se pone a vibrar.

Dado que el momento magnético de la muestra “m” depende del campo aplicado, es conveniente que las bobinas que crean el gradiente de campo magnético no creen campo en el punto donde se sitúa la muestra.

Hay varias configuraciones que permiten crear un gradiente de campo magnético en una región del espacio en la que el campo es cero [14]. Entre las posibles configuraciones se eligen dos debido principalmente a su sencillez mecánica. La primera configuración empleada es la que se describe esquemáticamente en la Figura 3.3-1.

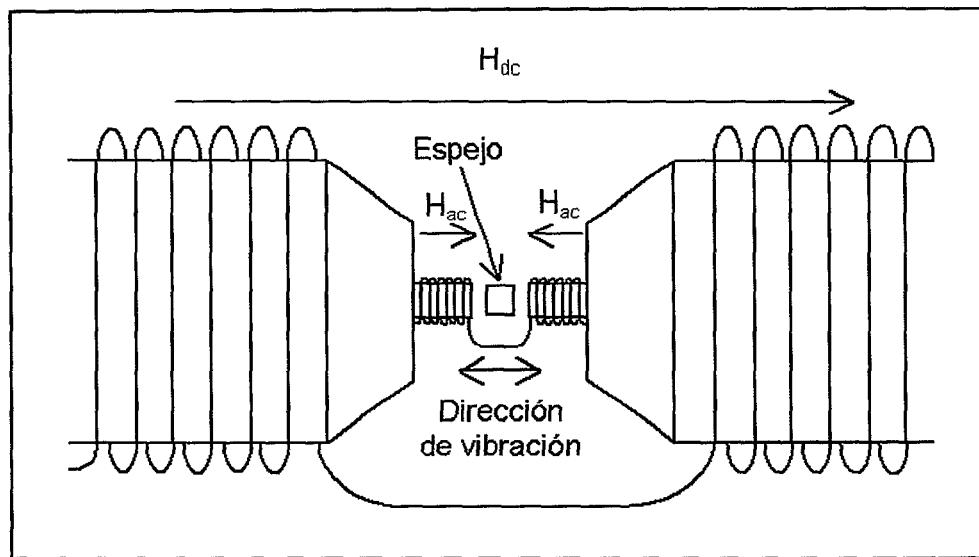


Figura 3.3-1. Configuración de bobinas excitadoras alineadas.

Las bobinas tienen una longitud “2b” de 10 mm y un diámetro “2R” de 7.5 mm.

La distancia entre los carretes es “2b” (Figura 3.3-2). Teniendo en cuenta la simetría de revolución del problema, hemos elegido coordenadas cilíndricas y hemos calculado punto a punto las componentes  $B_z$  y  $B_\rho$  en función de las coordenadas  $z$  y  $\rho$ ,

en los intervalos de interés, mediante un programa de cálculo que suma la contribución al campo de un conjunto de espiras, en este caso, las de dos bobinas.

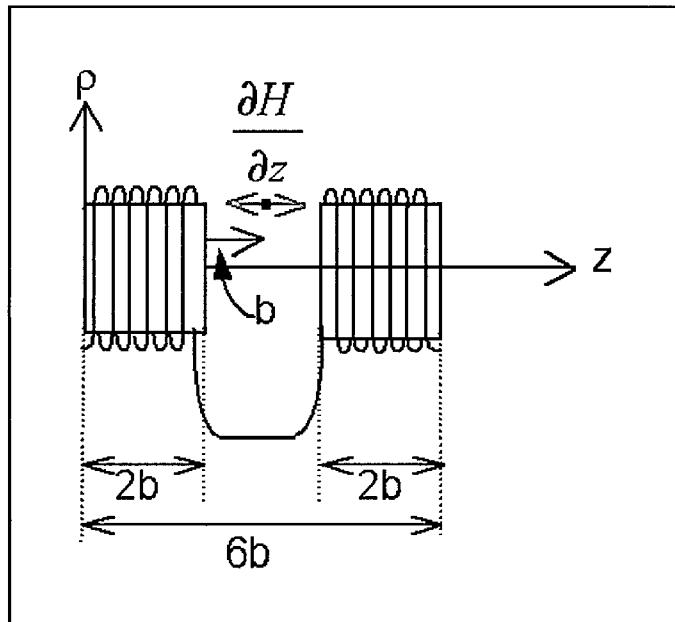


Figura 3.3-2. Dimensiones de las bobinas

Las componentes del campo creado por una espira fuera del eje, calculando el rotacional del potencial magnético vector, son:

$$B_\rho = \frac{\mu_0 I k z}{4\pi \rho \sqrt{R\rho}} \left[ -J_1(k) + \frac{R^2 + \rho^2 + z^2}{(R^2 - \rho^2) + z^2} J_2(k) \right] \quad (3.5a)$$

$$B_\phi = 0 \quad (3.5b)$$

$$B_z = \frac{\mu_0 I k}{4\pi \sqrt{R\rho}} \left[ J_1(k) + \frac{R^2 - \rho^2 - z^2}{(R^2 - \rho^2) + z^2} J_2(k) \right] \quad (3.5c)$$

I es la corriente que circula por las bobinas,

$$k = \sqrt{\frac{4R\rho}{z^2 + (R+\rho)^2}} \quad (3.6)$$

$R$  es el radio de las bobinas y  $J_1$  y  $J_2$  son las integrales de Legendre de primera y segunda especie, que vienen dadas por:

$$J_1(k) = \int_0^{\pi/2} \frac{d\psi}{\sqrt{1-k^2 \sin^2 \psi}} \quad (3.7)$$

y

$$J_2(k) = \int_0^{\pi/2} \sqrt{1-k^2 \sin^2 \psi} d\psi \quad y \quad \psi = \frac{\pi - \varphi}{2} \quad (3.8)$$

Y en el eje:

$$B_\rho = 0, \quad B_\varphi = 0, \quad B_z = \frac{\mu_0 I R^2}{2(z^2 + R^2)^{3/2}} \quad (3.9).$$

Como resultado de este cálculo se obtienen las componentes del campo magnético en la zona entre ambas bobinas. La componente  $B_\rho$  se muestra en la Figura 3.3-3, donde se puede apreciar cómo aumenta la intensidad de esta componente en las proximidades de las bobinas para los puntos alejados del eje.

La componente axial se muestra en la Figura 3.3-4. Esta componente, de valor cero en el punto medio de las dos bobinas, varía muy lentamente en la región entre ambas, salvo muy cerca de las mismas porque en estas zonas, la contribución de la bobina más cercana es mucho mayor que la de la lejana, y el campo deja de compensarse.

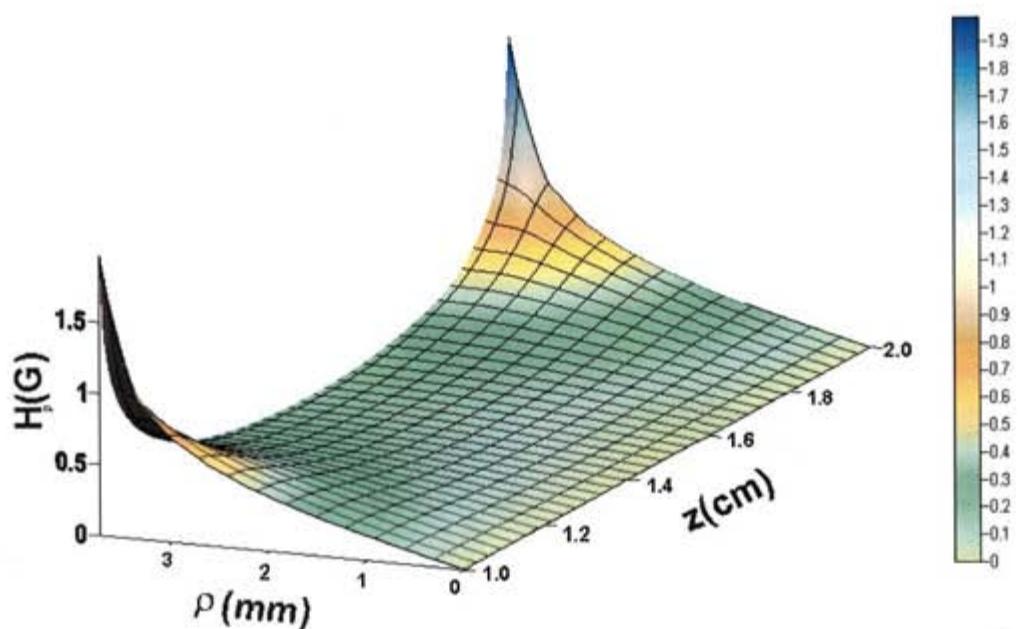


Figura 3.3-3. Componente radial del campo magnético en la configuración de bobinas alineadas.

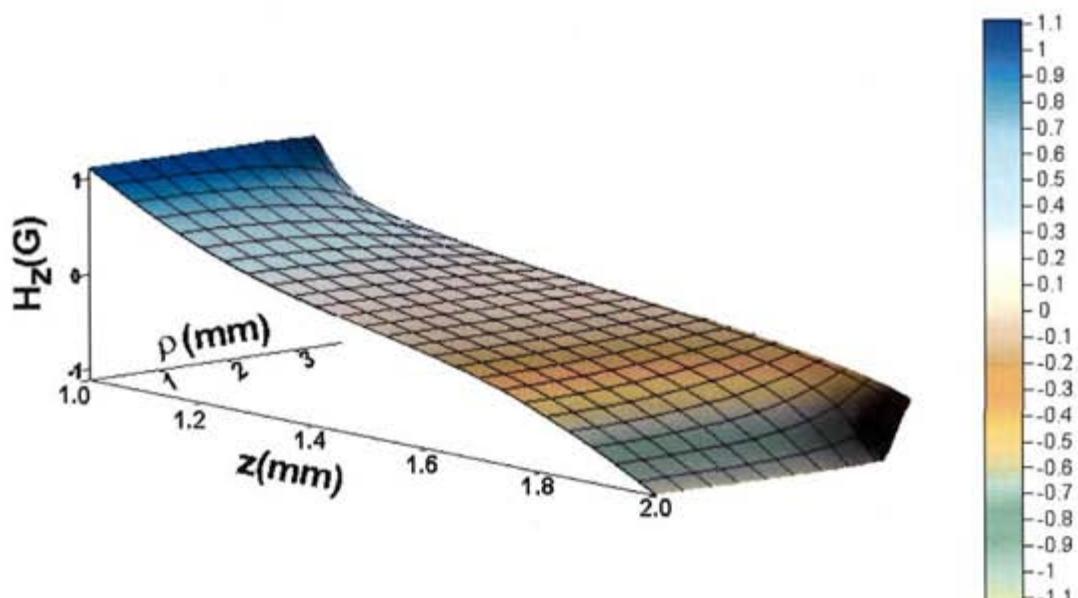
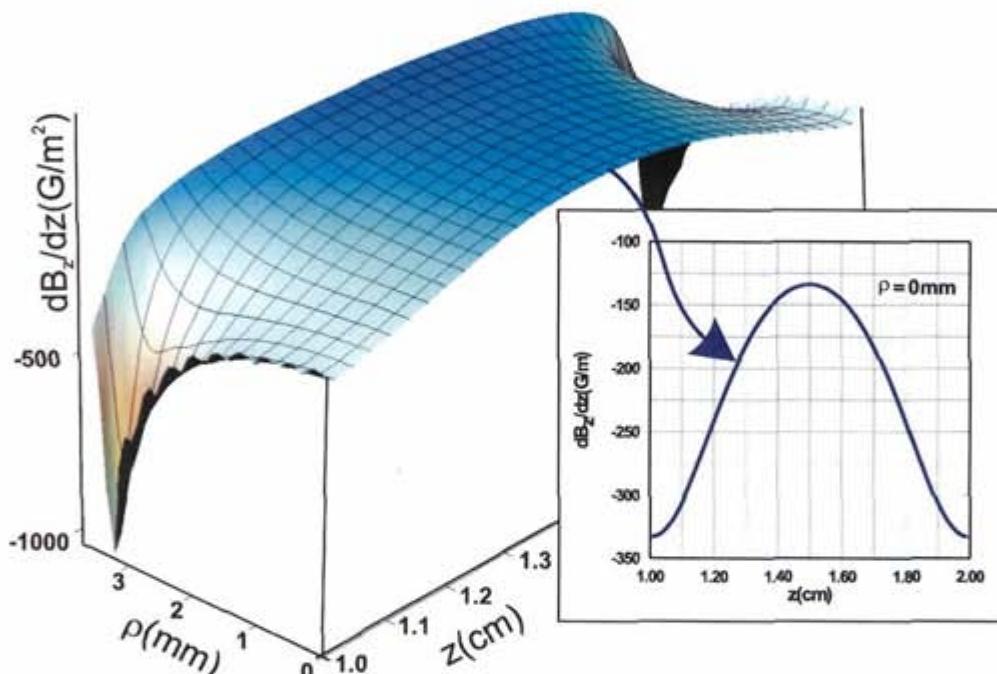


Figura 3.3-4. Componente axial del campo magnético en la configuración de bobinas alineadas.

La fuerza magnética para esta configuración está originada por la derivada de la componente axial respecto a la coordenada z, que está representada en la Figura 3.3-5, donde se muestra una gráfica de la función en  $\rho=0$ , eje donde se sitúa la muestra.

El gradiente del campo en la posición de la muestra presenta un máximo relativo muy abrupto, que corresponde con un mínimo de intensidad, ya que los valores del gradiente son negativos.



**Figura 3.3-5. Derivada de la componente axial del campo respecto a la coordenada z en la configuración de bobinas alineadas. Detalle de la derivada para  $\rho=0$ .**

Es decir, para una corriente rms de 10 mA, 200 vueltas y los valores de la geometría empleada, ya descrita, se tiene que el gradiente de campo tiene un valor en el punto medio de las bobinas de  $130 \text{ G/m} \left( \frac{\partial B}{\partial x} \right)$  o  $10.4 \text{ kA/m}^2 \left( \frac{\partial H}{\partial x} \right)$ , y por lo tanto, la fuerza (valor rms) para un momento magnético de  $10^{-6} \text{ Am}^2$ , por ejemplo, un valor de 10.4 mN. Un desplazamiento en el eje de 1mm supone un aumento de la fuerza a 12 mN, es decir, un 19 %.

La segunda configuración empleada es la que se muestra en la Figura 3.3-6. Las bobinas excitadoras, en este caso, se disponen paralelas pero en ejes separados una distancia de 10 mm. La muestra se coloca entre ambos a una distancia de 5 mm de cada una (Figura 3.3-7). El gradiente de campo que origina la fuerza en este caso tiene la dirección perpendicular a los ejes de las bobinas.

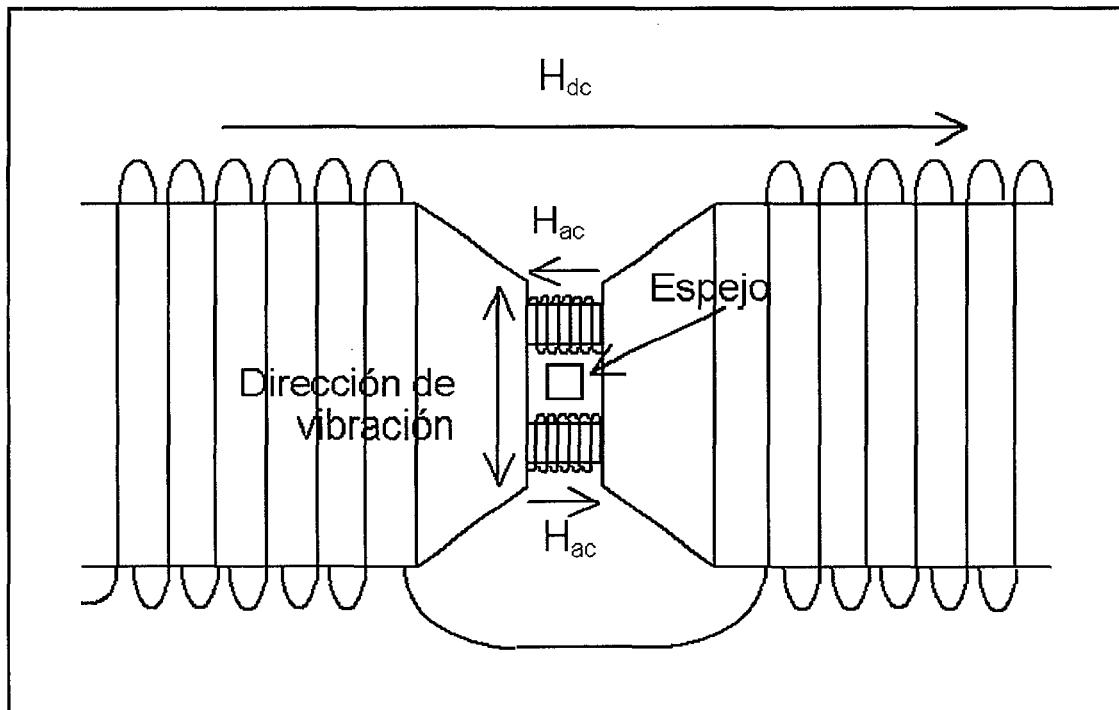


Figura 3.3-6. Configuración con las bobinas de excitación en paralelo.

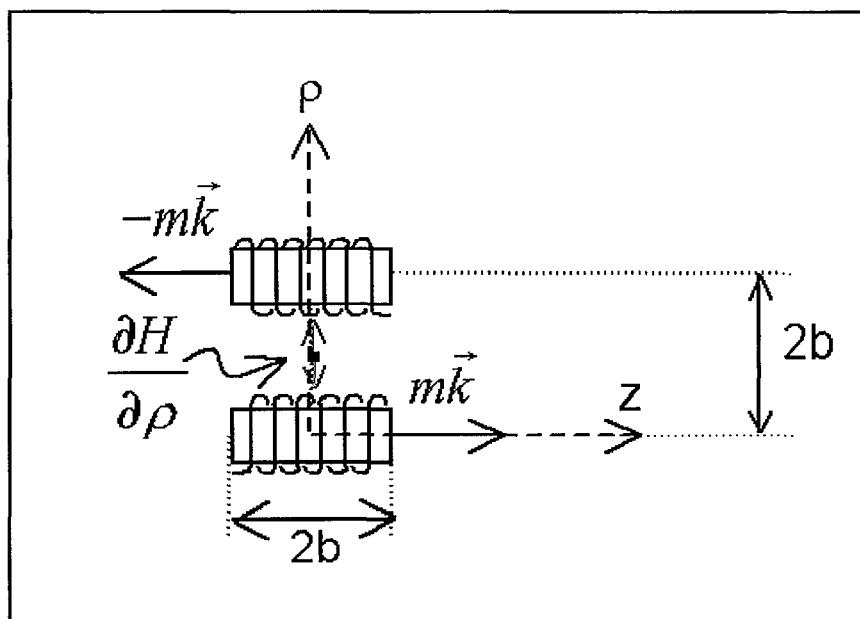


Figura 3.3-7. Cotas de la configuración de bobinas excitadoras paralelas.

Al igual que en el caso anterior, el campo es cero en la posición de la muestra y además, la variación en un entorno en la dirección de movimiento, es prácticamente cero. Esto es importante porque si el campo empieza a tener un valor apreciable en un entorno tan próximo de la muestra, como para que la misma al vibrar, esté afectada por él, haría falta corregir el valor del momento con el momento inducido por el campo de las bobinas excitadoras.

Las componentes del campo en este caso se muestran en la Figura 3.3-8 y la Figura 3.3-9. En la primera de estas representaciones se ve que la componente radial es prácticamente constante para toda la zona salvo en los extremos libres de las bobinas, donde el campo se abre.

La componente axial, referida a la bobina inferior de la Figura 3.3-6, decrece monótonicamente en la dirección de  $\rho$  y presenta un máximo en intensidad en el eje. Los valores de máxima intensidad de este campo corresponden al interior de las bobinas. El rizado que aparece en la intersección entre las bobinas y el espacio entre ambas, es debido a que el cálculo considera que las bobinas consisten en espiras de diámetro cero equiespaciadas, es decir, entre espira y espira de cada bobina existe una región por donde penetran las líneas de campo, que no reproduce fielmente la situación real.

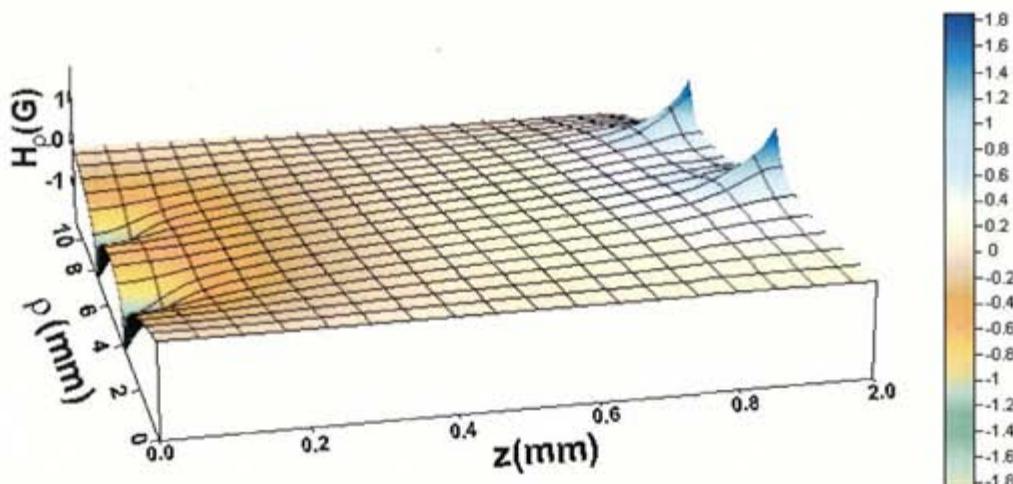


Figura 3.3-8. Componente radial del campo en la configuración de dos bobinas paralelas referido a una de las bobinas.

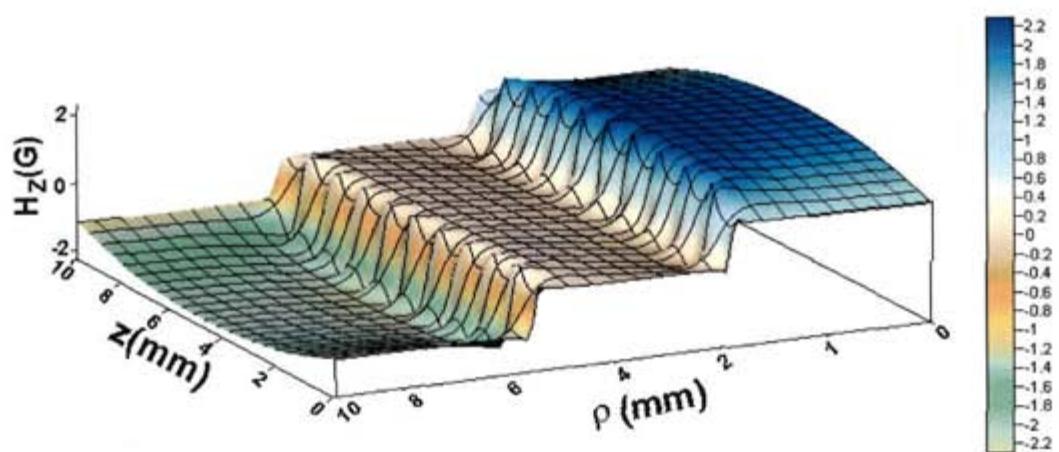


Figura 3.3-9. Componente axial del campo en la configuración de dos bobinas paralelas referido a una de las bobinas.

En esta configuración, la fuerza está originada por la derivada direccional de la componente axial según la dirección de la coordenada  $\rho$  (Figura 3.3-10). En el punto donde se sitúa la muestra, la derivada del campo según la componente radial presenta un mínimo relativo. La variación en un entorno de la derivada es mucho menor que en el caso anteriormente estudiado. Así, para una muestra de momento magnético de  $10^{-6}$  Am<sup>2</sup>, al igual que en el caso anterior, se tiene que en la posición de la muestra la fuerza que experimenta ésta es: 1.44 mN y a un mm de la posición correcta, la variación es de  $8 \cdot 10^{-5}$  N, es decir, un 5%.

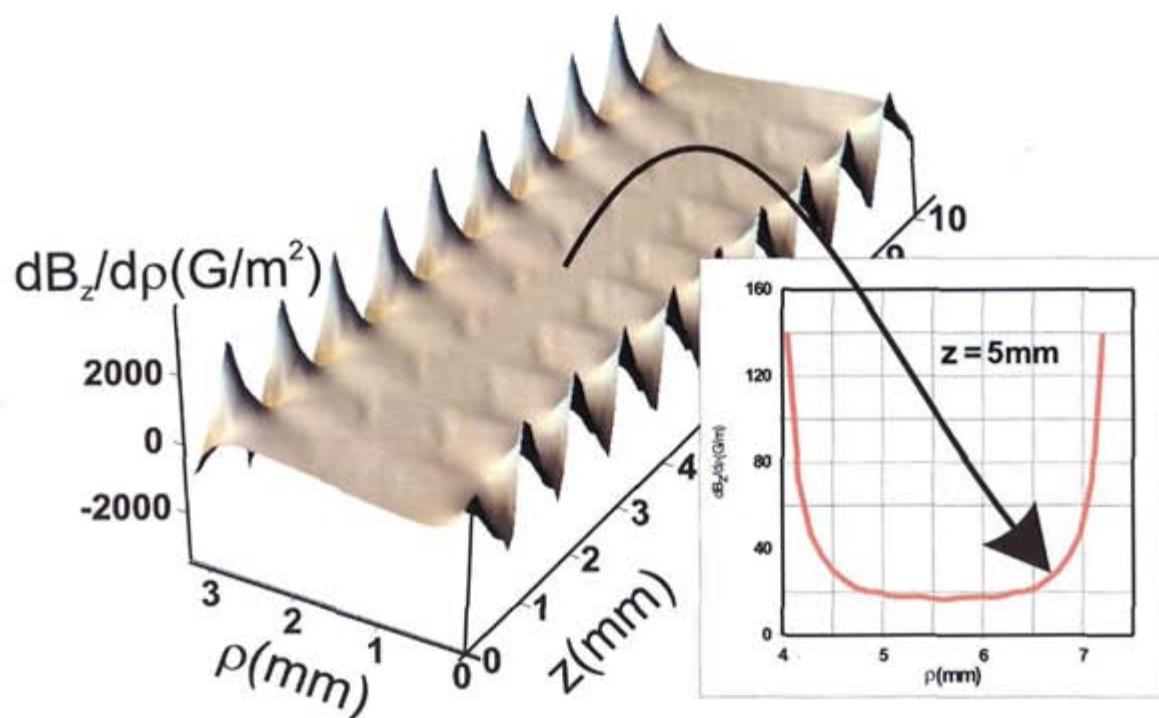


Figura 3.3-10. Derivada respecto de  $\rho$  de la componente axial del campo magnético.

Una representación más clara es quizás la de las líneas de campo. En la Figura 3.3-11 se muestran cualitativamente las líneas de campo, obtenidas mediante simulación, en la configuración de las bobinas alineadas. En la gráfica se puede ver que el campo en el punto medio del eje es cero porque por él no pasa ninguna línea de campo. Lo mismo ocurre con la segunda configuración (Figura 3.3-12).

La diferencia fundamental entre ambas configuraciones es que en la primera, las líneas de campo cerca de la posición de la muestra, no son paralelas ni ortogonales a la dirección de vibración, sino que forman aproximadamente un ángulo de 45° con ella, mientras que en la segunda configuración, las líneas de campo son perpendiculares a la dirección de la vibración. Esto es equivalente a decir que las componentes  $B_z$  y  $B_p$  del campo, en la primera configuración, tienen magnitudes próximas entre sí por una parte, y que el gradiente de campo magnético tiene componentes en ambas direcciones. En la segunda configuración, en cambio, el gradiente del campo es menor pero más homogéneo en la zona donde se coloca la muestra. La componente del gradiente en la dirección de la vibración es mayor que en la dirección perpendicular, como se deduce de que las líneas de campo según la coordenada radial están más juntas que en la dirección axial. Se puede decir que en el segundo caso la simetría es mayor, y la oscilación de la muestra se puede controlar mejor dado que las componentes del gradiente se pueden desacoplar con más facilidad que en la configuración de bobinas alineadas.

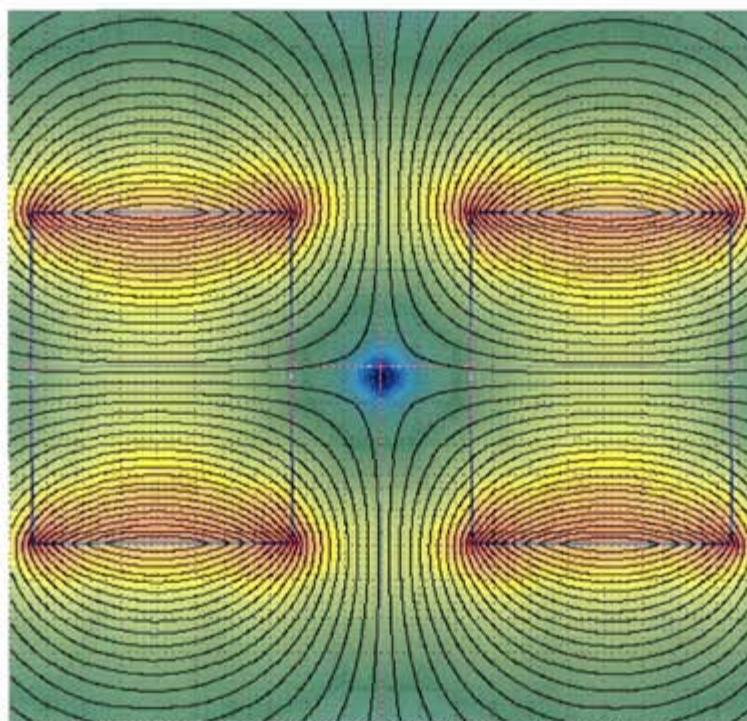


Figura 3.3-11. Diagrama cualitativo de líneas de campo en la configuración de bobinas alineadas.

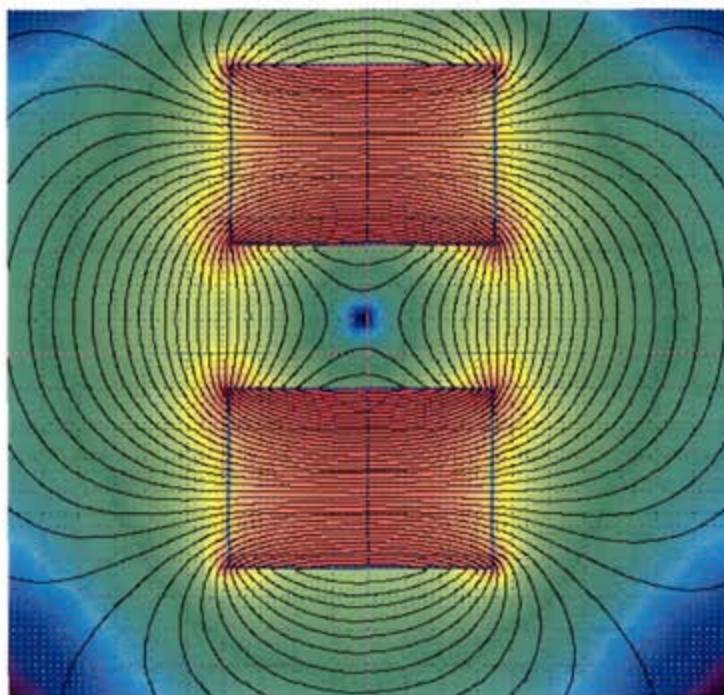


Figura 3.3-12. Diagrama cualitativo de líneas de campo en la configuración de bobinas paralelas.

### 3.4. Electrónica de acondicionamiento

El sistema de detección es optoelectrónico. Se ilumina la muestra con un láser para evitar que el haz llegue muy abierto y no haya muchas pérdidas de potencia óptica. La longitud de onda del láser es 800 nm y la potencia 10 mW. El haz se pulsa a una frecuencia de 10 kHz para eliminar contaminación ambiente (ruído). La fuente del láser es comercial.

El haz ilumina la muestra, que vibra bajo la acción de la fuerza magnética. La muestra refleja la luz en distinto ángulo dependiendo de su posición instantánea. Se emplea un fotodetector de Si de cuadrante a cierta distancia de la muestra para detectar el reflejo. La distancia entre la muestra y el fotodetector es un compromiso entre una distancia suficiente como para amplificar la amplitud de la vibración y una distancia suficientemente corta como para que el haz no se abra, ya que tras la reflexión, el haz se dispersa en gran medida.

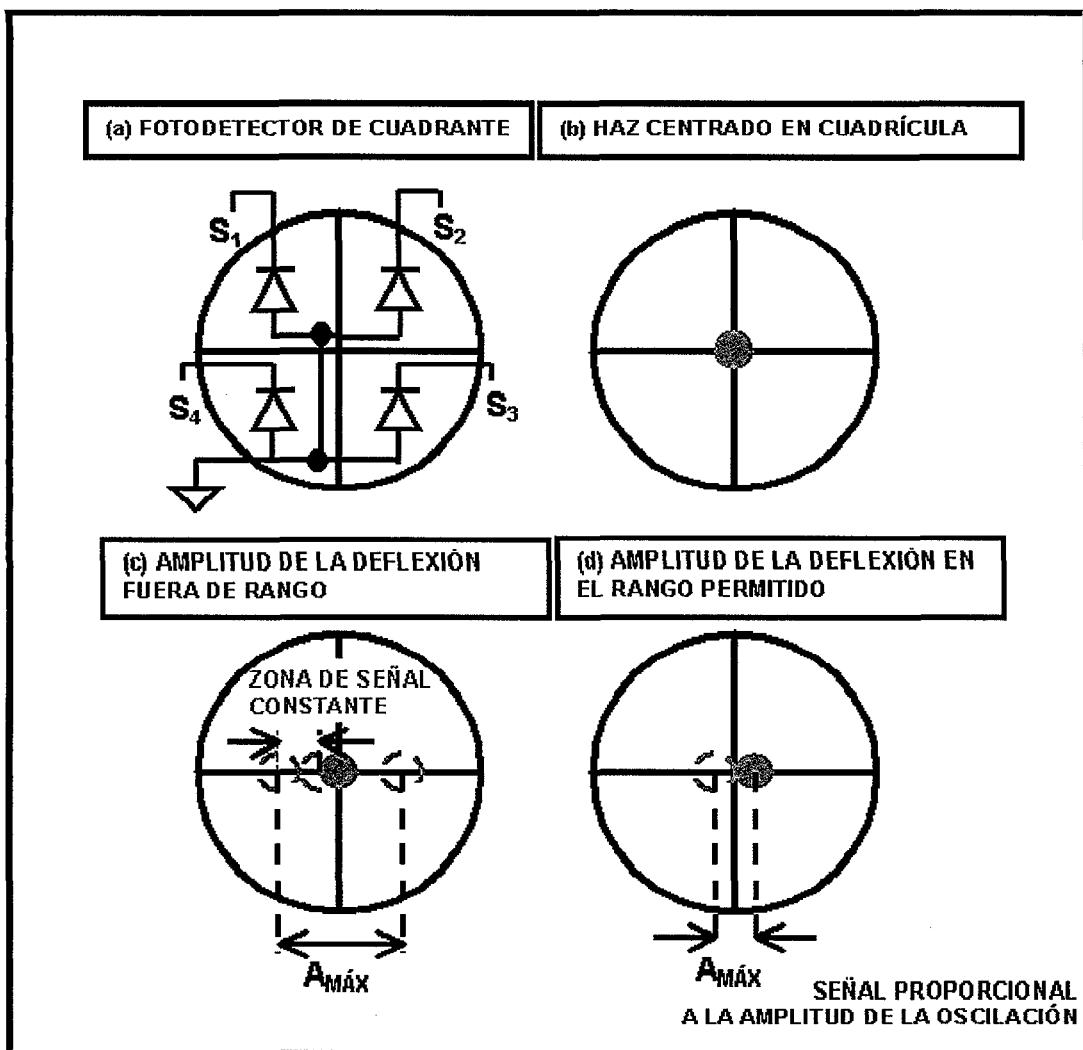


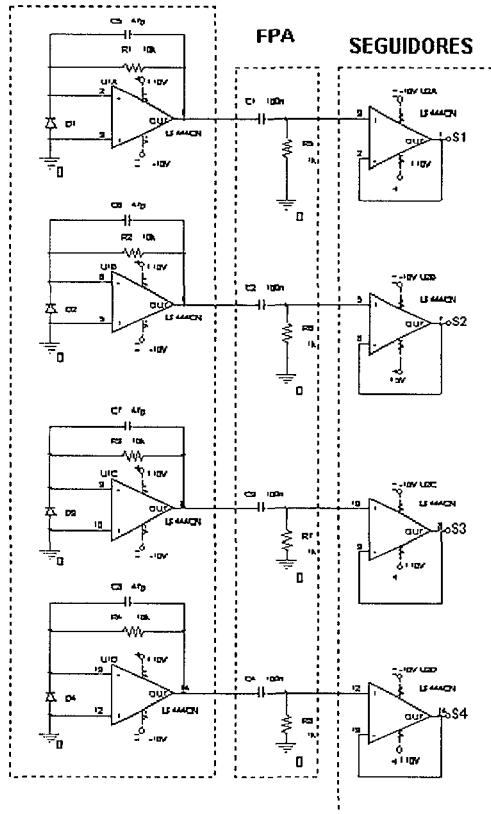
Figura 3.4-1. Fotodetector de cuadrante.

No se calcula la potencia óptica que le llega al fotodetector en cada caso porque depende de la muestra pero aproximadamente a la muestra le llega el 90% de la potencia óptica emitida y tras la reflexión en la muestra, se pierde un 50 % de potencia óptica. De la muestra al fotodetector llega un 80 %, es decir, al fotodetector le llegan unos 3.6 mW de potencia óptica. El fotodetector hace la función de posicionador instantáneo del haz ya que cada cuadrante del mismo produce una corriente eléctrica proporcional a la luz que le llega. En la Figura 3.4-1 se muestra el esquema electrónico del fotodetector. Es importante que la amplitud de la lengüeta al vibrar esté dentro del rango operativo del fotodetector. Este rango es una circunferencia en torno al centro geométrico de la cuadrícula del fotodetector, cuyo diámetro es el tamaño del haz láser reflejado sobre el fotodetector. (Figura 3.4-1).

El haz vibra paralelo a uno de los ejes de la cruceta del fotodetector como se indica en la Figura 3.4-1, de forma que el haz se distribuye simétricamente en los detectores que quedan a ambos lados del eje paralelo a la vibración.

La responsividad de cada fotodetector es  $0.5 \text{ A/W}$ , por lo que en el instante de máxima deflexión, cuando el haz está incidiendo sólo sobre dos de los fotodetectores, cada uno genera una photocorriente de unos  $0.9 \text{ mA}$ . Las photocorrientes del fotodetector se amplifican con cuatro amplificadores transimpedancia con el amplificador operacional LF444, que es un operacional cuádruple de entradas JFET con una corriente de polarización inferior a  $40 \text{ pA}$ . Como las entradas están pareadas, la variación entre las corrientes de polarización de los distintos operacionales es mínima. La resistencia de realimentación es de  $10 \text{ k}\Omega$  para aprovechar al máximo el rango de tensión de salida del operacional, que al ser *rail to rail*, es  $\pm 10 \text{ V}$ . El esquema electrónico se muestra en la Figura 3.4-2.

## TRANSIMPEDANCIAS



## FPA

## SEGUIDORES

## OPERACIONES ALGEBRAICAS

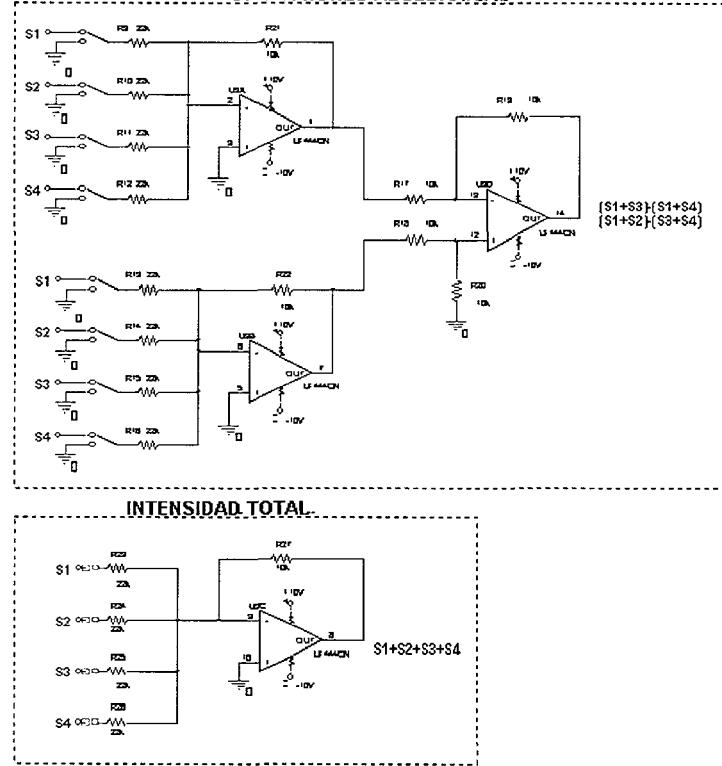


Figura 3.4-2. Esquema electrónico del acondicionamiento de la señal.

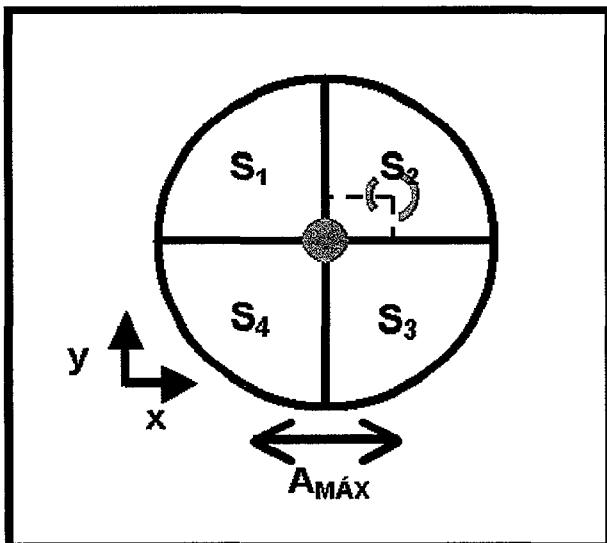
El operacional tiene un ancho de banda de  $1 \text{ MHz}$ . Se calcula el condensador de la realimentación para que el transimpedancia pueda seguir la conmutación del láser sin que oscile el circuito. El resultado es que con un condensador de  $47 \text{ pF}$  el ancho de banda es de  $338 \text{ kHz}$ , más de 30 veces superior al rango dinámico que se necesita.

Tras cada transimpedancia hay un filtro pasoalto para eliminar la continua y la señal de baja frecuencia correspondiente a la luz ambiental, y un seguidor de tensión conectado a un *display*. El primer ajuste para centrar el haz a campo cero consiste en conseguir que todos los *displays* marquen la misma tensión.

Sin embargo, este ajuste no es suficiente y se hace un ajuste fino consiguiendo que los desplazamientos del haz láser reflejado sean creo. Estos desplazamientos se pueden aproximar por las expresiones siguientes (Figura 3.4-3):

$$x = \frac{(S_2 + S_3) - (S_1 + S_4)}{S_1 + S_2 + S_3 + S_4} \quad (3.10)$$

$$y = \frac{(S_1 + S_2) - (S_3 + S_4)}{S_1 + S_2 + S_3 + S_4}$$



**Figura 3.4-3. Medida de la posición del haz láser sobre el fotodetector de cuadrante.**

A la salida de los seguidores de señal se incluye una etapa de sumas y restas para obtener los numeradores y denominadores de estas expresiones.

La salida de la etapa de operaciones algebraicas va seguida de una doble detección en fase con amplificadores *lock-in* comerciales: una primera detección en fase cuya referencia es la señal de excitación del láser y una segunda detección en fase cuya referencia es la señal de excitación de las bobinas magnéticas. (Figura 3.4-4). El tiempo de integración del *lock-in* se escoge suficientemente largo para integrar un número grande de períodos pero suficientemente corto para que la variación del campo magnético no afecte la medida. La salida del segundo *lock-in* entra en el canal Y de un osciloscopio y se compone con una señal proporcional al campo magnético imanador en el canal X. Los datos se envían a un ordenador donde se procesan.

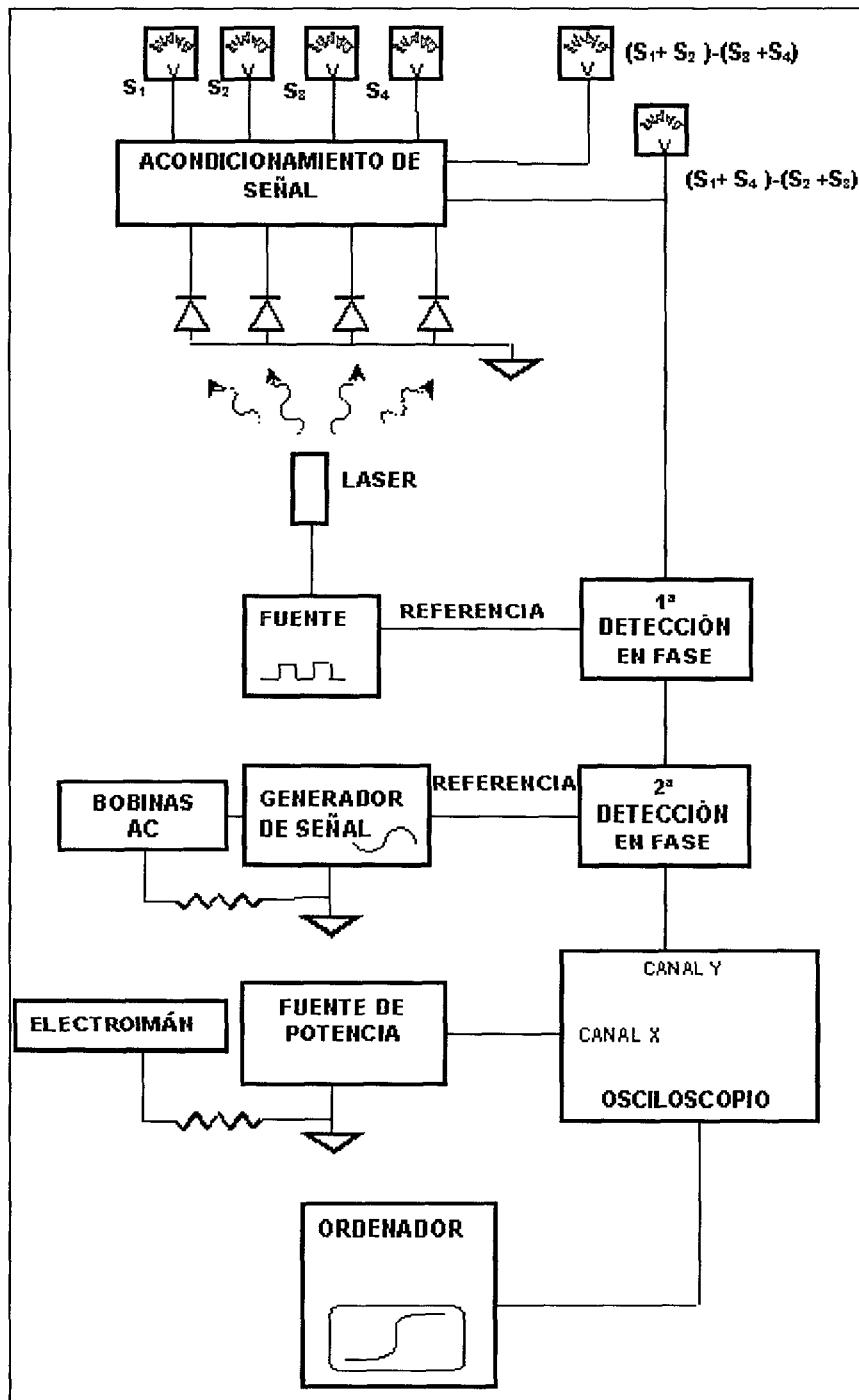


Figura 3.4-4. Diagrama de bloques del proceso de detección óptica.

La doble detección en fase se podría haber simplificado con una detección a la frecuencia diferencia de ambas frecuencias de referencia, esto es, la frecuencia de excitación de pulsos del láser y la frecuencia de excitación de las bobinas o frecuencia de resonancia del sistema, dado que la frecuencia diferencia se descompone espectralmente en las dos frecuencias de referencia y la frecuencia diferencia en este caso no es demasiado baja. No se ha hecho así porque la simplificación en el número de etapas de acondicionamiento supone en este caso una complejidad añadida si se ha de generar exactamente la frecuencia diferencia para cada frecuencia de resonancia del sistema. Si se hiciera una única detección en fase con la frecuencia diferencia como referencia, la constante de integración tendría que ser la correspondiente a la señal más lenta, es decir la señal correspondiente a la excitación de las bobinas.

## 3.5. Calibración

Quizás uno de los principales inconvenientes de este sensor es que es necesario calibrar para cada medida. El procedimiento de calibración consta de dos partes: en primer lugar se realiza una caracterización de la resonancia mecánica del sistema, y en segundo lugar, se calibra la respuesta del sensor con un momento magnético conocido. Esta parte es muy importante porque de no hacerse así no se podrían medir momentos magnéticos absolutos.

### 3.5.1. Caracterización en frecuencia

La frecuencia de resonancia de una lengüeta vibrante depende de sus constantes elásticas, de la densidad y de la geometría de la misma. En casos como éste en los que la lengüeta se cambia a menudo, se fabrica de forma manual, y cada vez se adhiere a la misma un peso diferente, la frecuencia es particular de cada situación. Por este motivo se opta por una caracterización experimental de la frecuencia de resonancia.

El montaje electrónico para realizar esta medida es el mismo que se ha explicado en el apartado anterior para la medida del momento magnético, salvo que en este caso, se hace un barrido en frecuencia entre 100 y 1000 Hz del gradiente magnético, a través de las bobinas de excitación, y se suprime la segunda etapa de detección en fase cuya referencia era precisamente la señal de excitación. El rango de frecuencias del barrido se estima de acuerdo con las dimensiones del sistema, el módulo de Young de la lengüeta y el peso de la misma. El diagrama de bloques correspondiente a este procedimiento se muestra en la Figura 3.5-1.

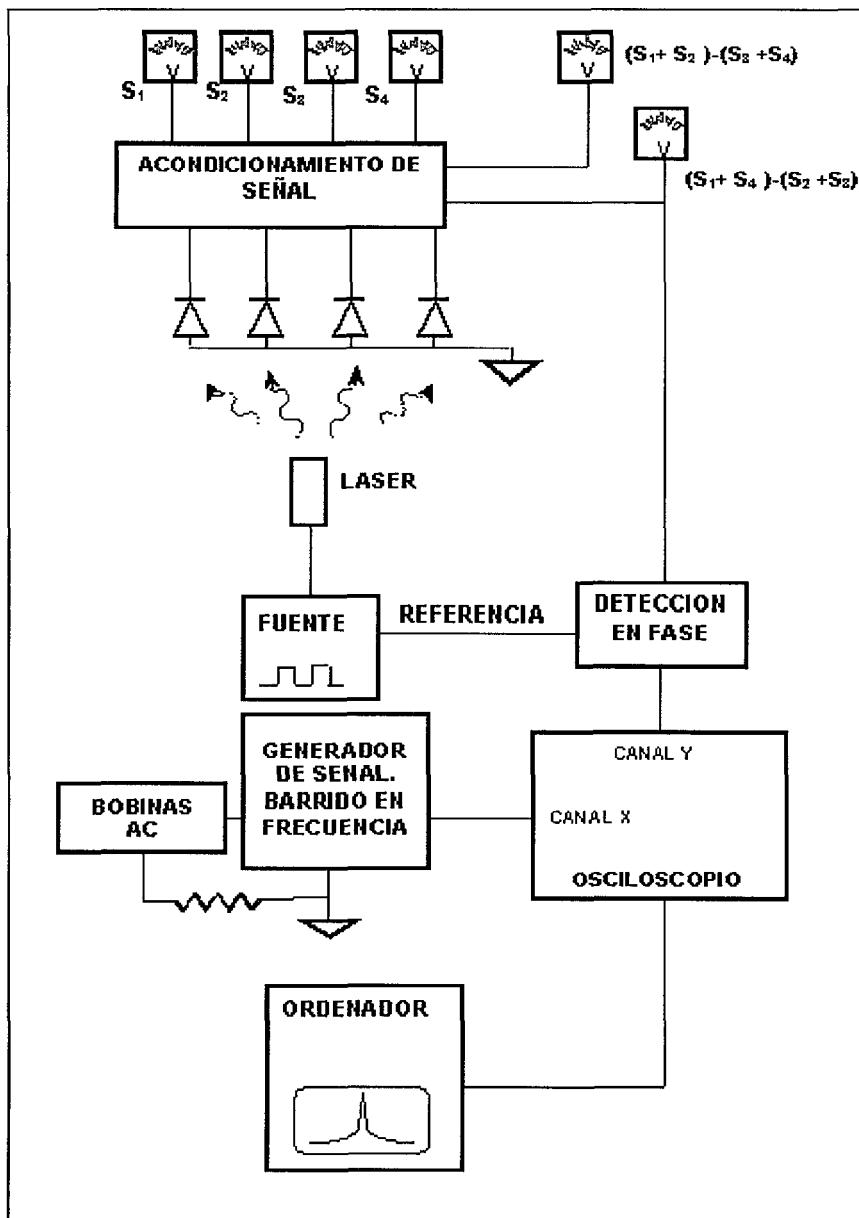


Figura 3.5-1. Diagrama de bloques del proceso de calibración

En la Figura 3.5-2 se muestran tres curvas de respuesta para algunas muestras magnéticas, las cintas de Metglas: 2714 A, rectangular de dimensiones 2.5mm x 1.5mm x 50 $\mu$ m (a), 2605SC trapezoidal cuyos lados miden: 4mm, 3.5mm, 1.5mm y 2mm y de 50 $\mu$ m de espesor (b) y 2628MB rectangular de dimensiones 2.5mm x 1.5mm x 50 $\mu$ m (c).

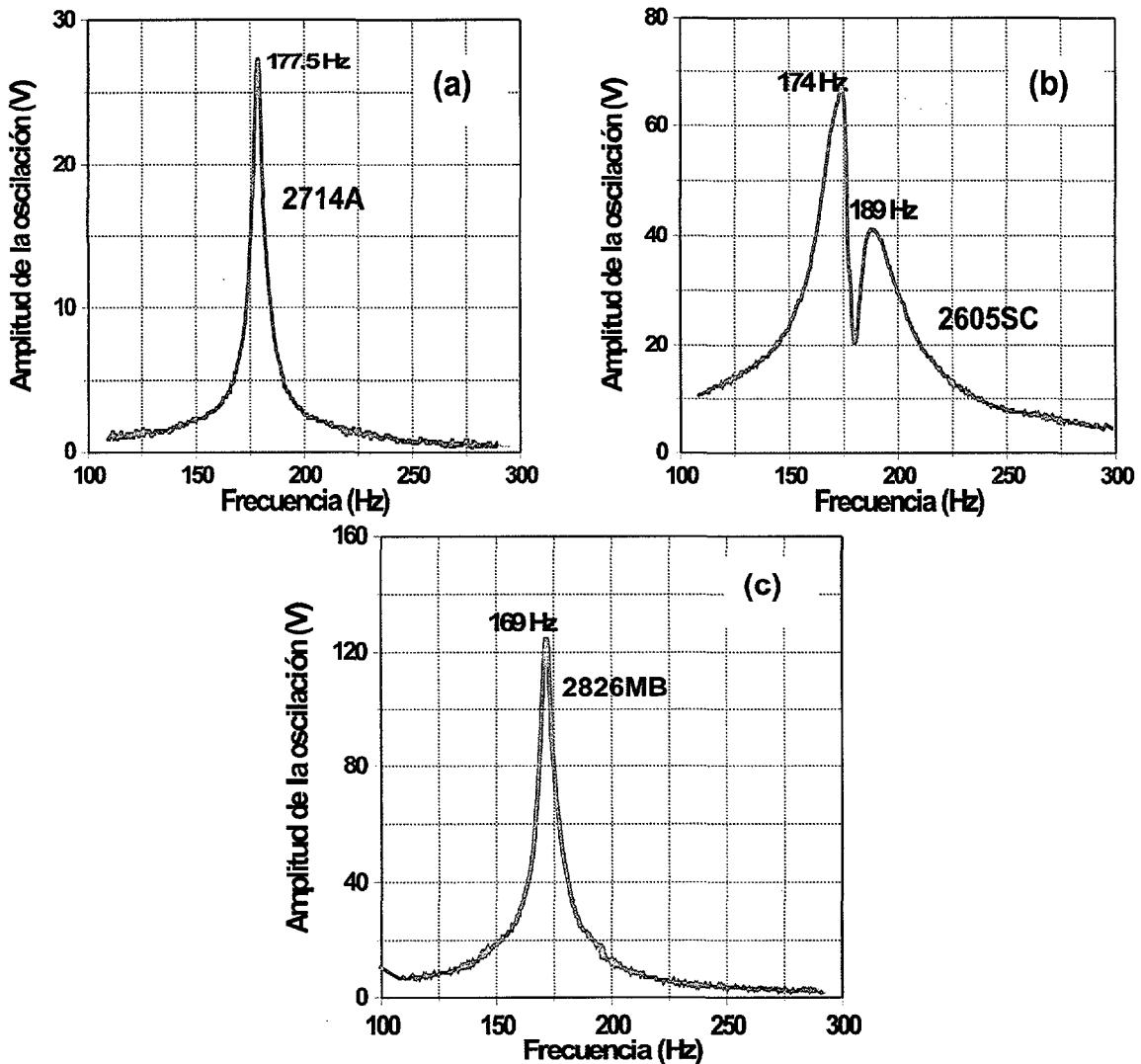


Figura 3.5-2. Curvas de resonancia para las muestras de Metglas.

Dado que además de tener geometrías similares, todas estas cintas presentan densidades parecidas, las frecuencias de resonancia del sistema con las distintas muestras están muy próximas entre sí, en torno a 170 Hz. En la respuesta en frecuencia del sistema con la muestra 2605SC se observa una doble resonancia, que se debe a la alta magnetostricción que presenta esta muestra. Se mide en la resonancia de mayor amplitud.

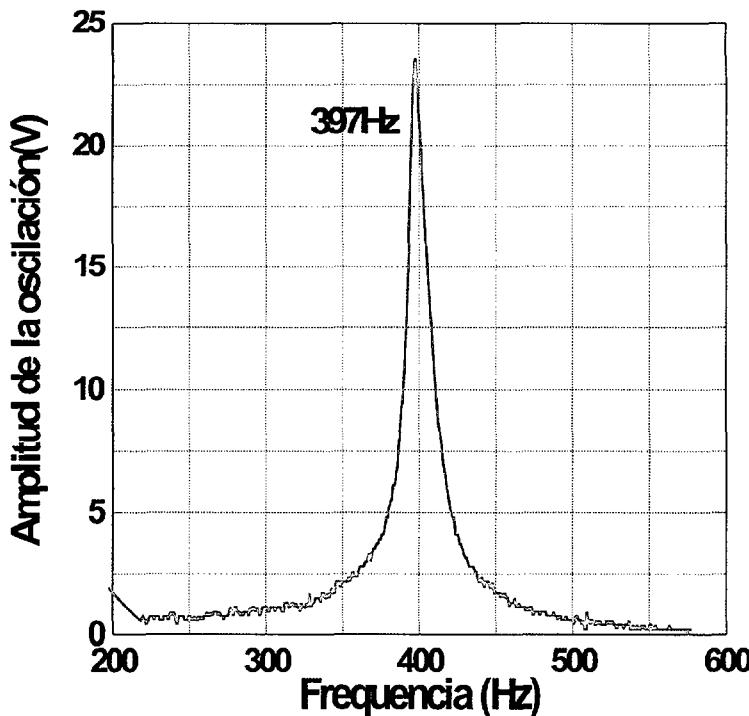


Figura 3.5-3. Resonancia mecánica de la lengüeta con una muestra de  $\text{Fe}_{80}\text{B}_{20}$ .

La Figura 3.5-3 muestra la frecuencia de resonancia de otra lengüeta más pequeña con una muestra de  $\text{Fe}_{80}\text{B}_{20}$  crecida por *sputtering* en el laboratorio. La muestra tiene unas dimensiones de 1mmx2mmx0.5μm y está crecida sobre un sustrato de corning-glass. Aunque el aumento de peso de la muestra debido al sustrato tendería a disminuir la frecuencia, la frecuencia de resonancia de este sistema es más alta porque la lengüeta es más corta.

### 3.5.2. Calibración del momento magnético

Hasta ahora se ha explicado cómo se mide la amplitud de la proyección del haz láser sobre un fotodetector de cuadrante y que la amplitud de esta vibración es proporcional al momento magnético de la muestra de la lengüeta. Sin embargo, sólo con esto no se puede determinar cuantitativamente el momento magnético. Para medir el momento magnético absolutamente hace falta comparar la medida con un momento conocido. En una primera aproximación, se puede emplear una muestra magnética de dimensiones conocidas para esta calibración. Este método sin embargo, presenta varios inconvenientes. Quizás el más importante es que aunque se busque una muestra de geometría y densidad muy parecidas a las de la muestra que se pretende medir, no se consigue un comportamiento dinámico idéntico. Cada muestra vibra a una frecuencia de resonancia distinta como se expone en el apartado anterior. Otros problemas se derivan de la diferencia de anisotropías entre ambas, o distintos comportamientos magnéticos en general. Para eludir todos estos problemas, se plantea un método de calibración basado en una microespira que se adhiere de forma permanente a la lengüeta, como se muestra en la Figura 3.2-3.

La microespira se arrolla en torno a un núcleo de corning-glass de dimensiones: longitud  $L=3\text{mm}$  y semiejes  $a=0.25\text{mm}$  y  $b=4.3 \cdot 10^{-2}\text{mm}$ . El núcleo termina en unos ensanchamientos de  $1\text{mm}$  de longitud y un diámetro de  $0.6\text{mm}$ . (Figura 3.5-4). El cable es de cobre, cuya resistividad es  $1.69 \mu\Omega\text{cm}$ . El diámetro del mismo es  $2r=0.01\text{mm}$  y el número de vueltas  $N$  es 10.

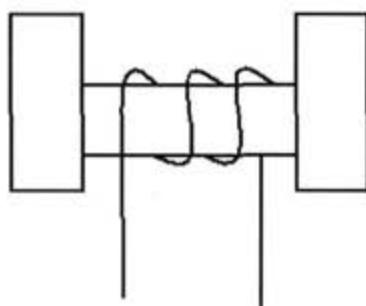


Figura 3.5-4. Microespira.

La magnitud del momento magnético de la microespira es:  $m=NIA$  (I es la corriente que circula por la misma y A es el área). Así, para una corriente de  $0.5\text{mA}$ , el momento magnético es  $1.70 \cdot 10^{-10} \text{ Am}^2$ .

La rutina de medida es la siguiente: en primer lugar se busca la frecuencia de resonancia del sistema completo y en segundo lugar, se toma un ciclo de histéresis del sistema en la resonancia, pasando una corriente por la microespira. El resultado es un ciclo desplazado en el eje de ordenadas siendo el desplazamiento precisamente el valor del momento de la microespira para cada corriente. Con el valor del momento magnético de la espira como referencia se calibra el magnetómetro.

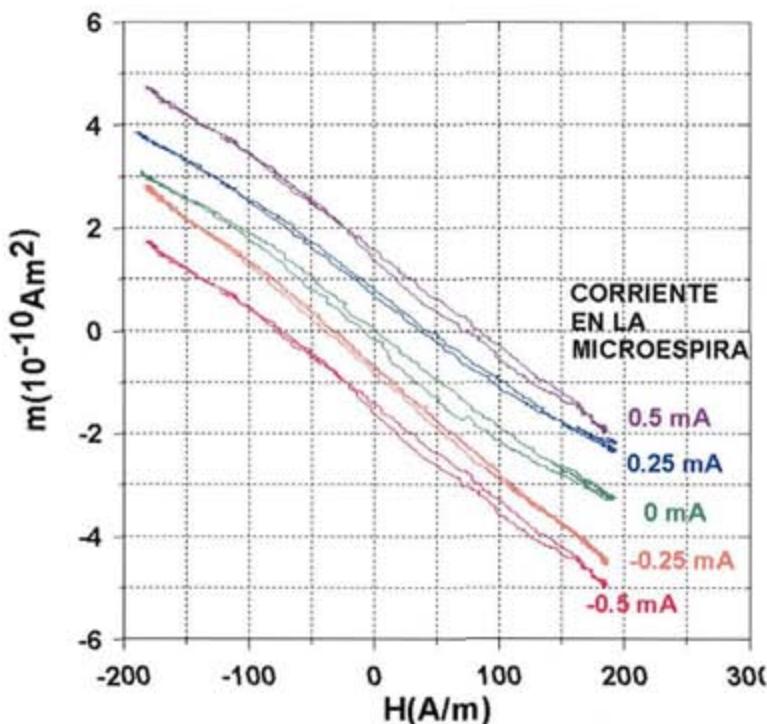


Figura 3.5-5. Respuesta del sensor al momento de la microespira.

En la Figura 3.5-5 se muestra la salida del sistema cuando se pasan distintas corrientes por la microespira. En la gráfica se puede ver con claridad el desplazamiento de cada curva en el eje de ordenadas como consecuencia del momento inducido en la microespira por la corriente, pero además se observa una variación lineal con el campo del mismo orden de magnitud que el momento de la microespira. Esta variación es debida a la contribución paramagnética del núcleo de la microespira y de la parte de lengüeta entre los carretes de excitación. Tanto el corning-glass como el bronce fosforoso son paramagnéticos, es decir, presentan una susceptibilidad magnética " $\chi$ " en torno a  $10^{-4}$ . El momento neto que presentan se puede aproximar por:  $m=\chi Hv$  ( $v$  es el volumen total). El momento paramagnético calculado para un campo de  $160A/m$  es del orden de  $10^{-10}Am^2$ , es decir, del mismo orden de magnitud que el momento inducido con las corrientes aplicadas. Esta gráfica es una muestra de la gran sensibilidad que se puede alcanzar con este sensor.

Para conseguir una calibración completamente independiente del campo magnético aplicado se puede diseñar una lengüeta con elementos diamagnéticos y paramagnéticos en volúmenes adecuados para compensar la variación del momento magnético lineal con el campo.

## 3.6. Resultados

En este último apartado se muestran las curvas de histéresis de varias muestras medidas con este magnetómetro. La Figura 3.6-1 se corresponde con las muestras de Metglas ya mencionadas y cuyas curvas de caracterización en frecuencia se muestran en la Figura 3.5-2. Todas estas muestras presentan momentos magnéticos del orden de  $10^{-5}Am^2$ . Se puede hacer una estimación teórica del valor del momento magnético en saturación de cada una, conocidas sus imanaciones de saturación: " $M_s$ " y las dimensiones de cada muestra. El resultado de este cálculo se muestra en la Tabla 3.6-1.

Se puede comprobar que teoría y datos experimentales concuerdan bastante bien. Cabe destacar que en las gráficas no se observa la contribución paramagnética porque ésta es casi cinco órdenes de magnitud menor que la contribución ferromagnética al momento magnético.

Por último, en la Figura 3.6-2 se muestra el ciclo de histéresis del momento de la muestra de  $Fe_{80}B_{20}$  crecida por *sputtering*.

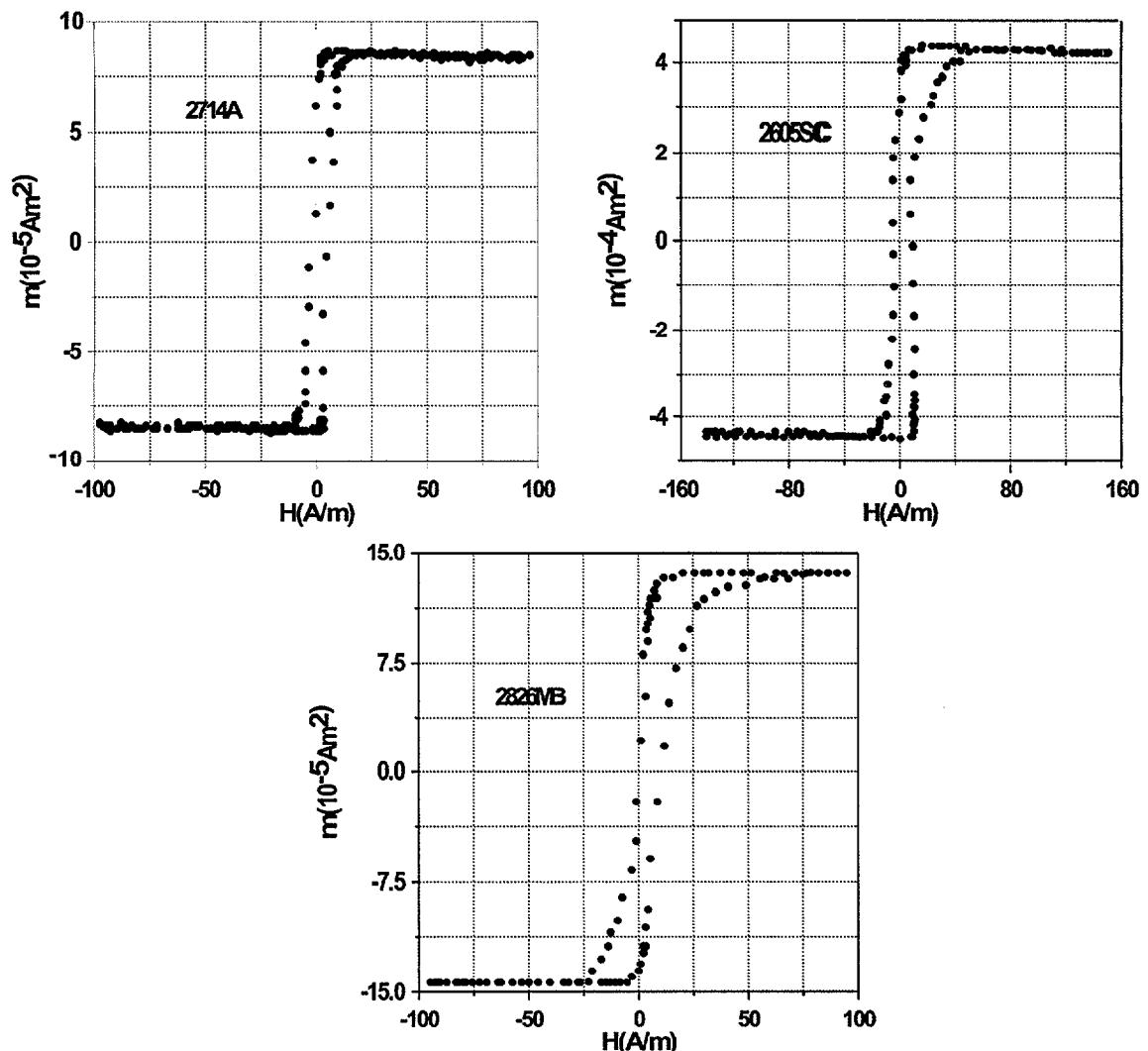
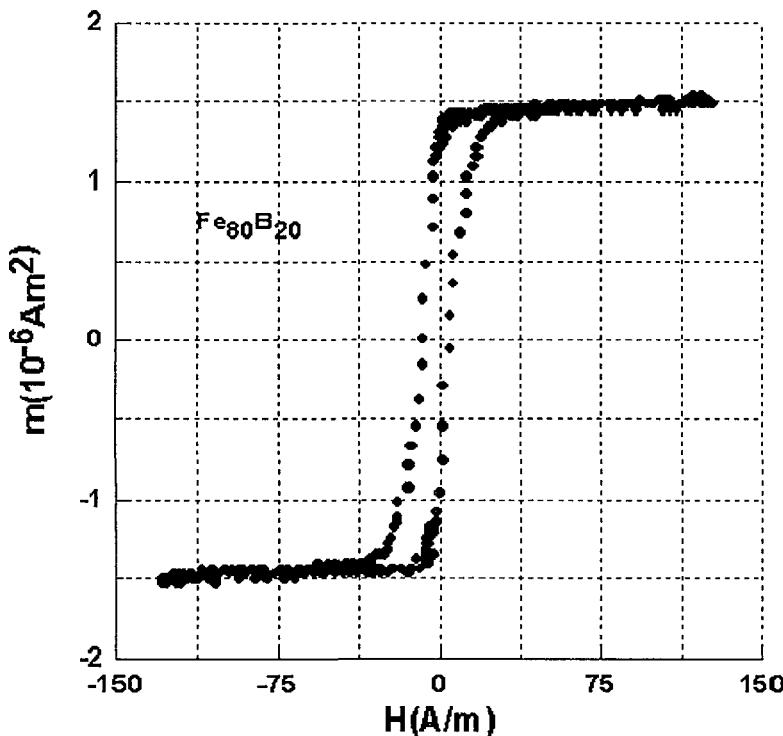


Figura 3.6-1. Medidas del momento magnético de las muestras de Metglas.

Tabla 3.6-1. Imanación a saturación y momento magnético teórico de las muestras de Metglas.

MUESTRA	$M_s$ (T)	$m_{TEÓRICO}(10^{-5} Am^2)$
2714A	0.55	8.5
2605CO	1.61	42
2628MB	0.88	13.1



**Figura 3.6-2. Ciclo de histéresis del momento magnético de una muestra de  $\text{Fe}_{80}\text{B}_{20}$  crecida por *sputtering*.**

En esta gráfica, sin embargo, sí que se aprecia una ligera pendiente en la zona de saturación. Esta pendiente es debida a la contribución paramagnética total ya que el momento magnético de esta muestra es diez veces menor que los de las otras muestras, porque tiene menos espesor, y además está crecida sobre un sustrato de corning-glass cuyo volumen es 2000 veces mayor que la muestra ferromagnética.

### 3.7. Conclusiones

En este capítulo se describe un magnetómetro de gradiente alterno con detección óptica para medir momentos magnéticos de películas delgadas.

Los sistemas de medida de momento magnético de partículas pequeñas más usuales son los magnetómetros de muestra vibrante (VSM) y los magnetómetros de gradiente alterno (AGM).

Ambos sistemas son simétricos: en el primero se pone a vibrar una muestra y se detecta la fem inducida en unos pequeños carretes, y en el segundo, se pone a vibrar una muestra por la acción de una fuerza magnética y se mide la amplitud de esta vibración con un detector. Esto supone que mientras que con el VSM la máxima resolución alcanzable está limitada por la velocidad de la muestra y por el momento magnético de la misma, en el AGM la limitación de la resolución es mucho menos restrictiva, dependiendo del detector que se emplee.

En este trabajo se ha aprovechado esta circunstancia para realizar un AGM con un sistema de detección optoelectrónico, que es posiblemente el método más sensible para medir pequeñas variaciones de la posición.

Para la calibración de las medidas se ha dotado al dispositivo de una microespira alimentada con corriente continua que crea un momento magnético de referencia.

Los resultados obtenidos son satisfactorios porque con el magnetómetro realizado se pueden medir las muestras crecidas en el laboratorio y es posible hacer medidas a bajas temperaturas con un criostato.

### Bibliografía:

- 1 S.Foner, Versatile and Sensitivity Vibrating-Sample Magnetometer, Rev. Sci. Instrum. 30 7 (1959) 548-557.
- 2 W.P.Wolf, Force on an Anisotropic Paramagnetic Crystal in an Inhomogeneous Magnetic Field, J. Appl. Phys. 28 7 (1957) 780-781.
- 3 D.O.Smith, Development of a Vibrating-Coil Magnetometer, Rev. Sci. Instrum 27 (1956) 261-268.
- 4 K. Dwight, N. Menyuk and D. Smith, Further Development of the Vibrating-Coil Magnetometer, J. Appl. Phys. 29 (1958) 491-492.
- 5 A.Zieba, S.Foner, Superconducting magnet image effects observed with a VSM, Rev. Sci. Instrum. 54 2 (1983) 137-145.
- 6 S.P.Yu, A.H.Morrish, Torsion Balance for a Single Microscopic Magnetic Particle, Rev. Sci. Instrum 27 (1956) 9-11.
- 7 F.R.Muirhead, A torsion balance for magnetic measurements on individual small particles, J.Sci. Instrum. 39 (1962) 633-635.
- 8 S.J.Gill, C.P.Malone, M.Downing, Magnetic Susceptibility, Measurements of Single Small Particles, C.P.Malone, M.Downing, Rev. Sci. Instrum 31 12 (1960) 1299-1303.
- 9 R.G. Gordon, Magnetic Susceptibility Measurements of Small Samples, Rev. Sci. Instrum. 33 7 (1962) 729-731.
- 10 H.Zijlstra, A Vibrating Reed Magnetometer for Microscopic Particles, Rev. Sci. Instrum. 41 (1970) 1241-1243.
- 11 Y.L.Youself, H.Mikhail, R.K.Girgis, Proposed Dynamic Method for Magnetic Measurements in Small Fields, Rev. Sci. Instrum. 22 (1951) 342-343.
- 12 R.Reeves, An alternating force magnetometer, J.Phys. E 5 (1972) 547-552.
- 13 W.Roos, K.A.Hempel, C.Voigt, H.Dederichs, R.Schippa, High Sensitivity Vibrating Reed Magnetometer, Rev. Sci. Instrum. 51 5 1980 612-613.
- 14 P.J.Flanders, An alternating-gradient magnetometer, J.Appl. Phys. 63 8 (1988) 3940-3945.
- 15 M.J.Naughton, J.P.Ulmet, A.Narjis, S.Askenazy, M.V.Charapala, A.P.Hope, Cantilever magnetometry in pulsed magnetic fields, Rev. Sci. Instrum. 68 11 (1997) 4061-4065.
- 16 E.O.Samwel,T.Bolhuis, J.C.Lodder, An alternative approach to vector vibrating sample magnetometer detection coil setup, Rev. Sci. Instrum. 69 9 (1998) 3204-3209.
- 17 R.V.Krishnana, A.Banerjee, Harmonic detection of multipole moments and absolute calibration in a simple, low-cost vibrating sample magnetometer, Rev. Sci. Instrum. 70 1 (1999) 85-91.
- 18 M.D.Michelena, P.Sánchez, E.López, M.C.Sánchez, C.Aroca, Optical Vibrating.sample magnetometer, J.Mag.Mag.Mat. 215-216 (2000) 677-679.

# 4

## Sensores Híbridos Piezoeléctrico-Magnetostriktivo

En este capítulo se describen los sensores híbridos piezoeléctrico-magnetostriktivo. Se establece una clasificación de los mismos en función del modo de funcionamiento, y se desarrollan sensores de ambos tipos comentando los resultados obtenidos.

### ÍNDICE

#### 4.1. Introducción

#### 4.2. Piezoeléctrico como inductor de tensiones mecánicas

##### 4.2.1. Sensores con bimorfos comerciales

##### 4.2.2. Sensores magnéticos piezoeléctrico-magnetostriktivo en modo flexión

#### 4.3. Magnetostriktivo como inductor de las tensiones mecánicas

##### 4.3.1. Sensores Metglas-PVDF excitados con corriente eléctrica

##### 4.3.2. Sensores Metglas\_PVDF excitados con campo magnético

#### 4.4. Conclusiones

## 4.1 Introducción

A principios de los años 80 se ponen de manifiesto las buenas propiedades magnetomecánicas de las cintas amorphas ferromagnéticas, muy superiores a las de los mismos materiales cuando estos se presentan de forma masiva. En 1982, J.D. Livingston ya apunta esta ventaja para aplicaciones en transductores y sensores en su artículo “Magnetomechanical Properties of Amorphous Metals” [1]. En este artículo, Livingston resalta que no eran los altos valores de imanación de saturación y magnetostricción que puedan presentar las cintas amorphas, sino los valores tan reducidos de anisotropía magnética que se pueden conseguir, los que propician este extraordinario acoplamiento magnetomecánico.

Los materiales piezoelectrónicos son aquellos que crean cargas de polarización como consecuencia de una presión mecánica, o a la inversa, se deforman cuando son sometidos a una diferencia de potencial. Estos materiales ya se conocían desde hacia un siglo y aunque habían sido empleados por los hermanos Curie para medir cargas eléctricas, puede considerarse que la primera aplicación fue durante la Primera Guerra Mundial: el dispositivo piezoelectrónico de Paul Langevin que generaba ondas acústicas para detectar submarinos [2].

Los materiales magnetostriктивos son aquellos materiales magnéticos que se deforman apreciablemente cuando su imanación cambia por la acción de un campo magnético externo y, viceversa, cuya imanación cambia cuando sufren una deformación como consecuencia de una tensión mecánica. La magnetostricción fue descubierta por Joule en 1842, quien observó que la longitud de una barra de hierro cambiaba cuando lo imanaba con un campo débil. Se define la magnetostricción de saturación como la elongación relativa que experimenta un material inicialmente desimanado, y con sus dominios orientados al azar, al saturarse en una determinada dirección. La deformación que produce un campo magnético externo a un material magnetostriктивivo es proporcional al cuadrado del campo aplicado.

El propósito que se persigue al construir estos sensores híbridos piezoelectrónico-magnetostriктивo es medir campos magnéticos sin la necesidad de emplear bobinas, a través de efectos cruzados. Si se consigue un acoplamiento mecánico bueno entre ambos materiales, las deformaciones se transmitirán eficientemente de uno al otro. Así, al aplicar un campo magnético, el material magnetostriктивivo se deformará transmitiendo su deformación al piezoelectrónico. Éste, a su vez reaccionará con una tensión eléctrica entre sus caras fácilmente medible. Así trabaja el magnetómetro de A. Pantinakis y D.A. Jackson “High-sensitivity low-frequency magnetometer using magnetostriuctive primary sensing and piezoelectric signal recovery” [3,4]. Sin embargo, la sensibilidad de estos sensores:  $1.5 \cdot 10^{-4} (\text{A/m})/\sqrt{\text{Hz}}$ , se ve ampliamente superada con los trabajos de M. D. Mermelstein y A. Dandridge ( $8.7 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz}}$ )<sup>1</sup> [5,6,7]. Estos dos científicos del Laboratorio de Investigación Naval de los Estados Unidos, unen mecánicamente una cinta amorfá magnetostriктивiva y un material piezoelectrónico y hacen vibrar al sistema en su resonancia mecánica longitudinal aplicándole una diferencia de potencial alterna. Solamente con este montaje y un secundario arrollado en torno al sistema, se

---

<sup>1</sup> La sensibilidad de estos sensores se da en unidades de ruido para un rango de frecuencias determinado para expresar el mínimo campo que se puede medir en ese rango de frecuencias por encima del umbral de ruido.

detectan los cambios de imanación que experimenta el material magnetostriactivo a la frecuencia de resonancia mecánica del material piezoelectrónico. (Figura 4.1-1).

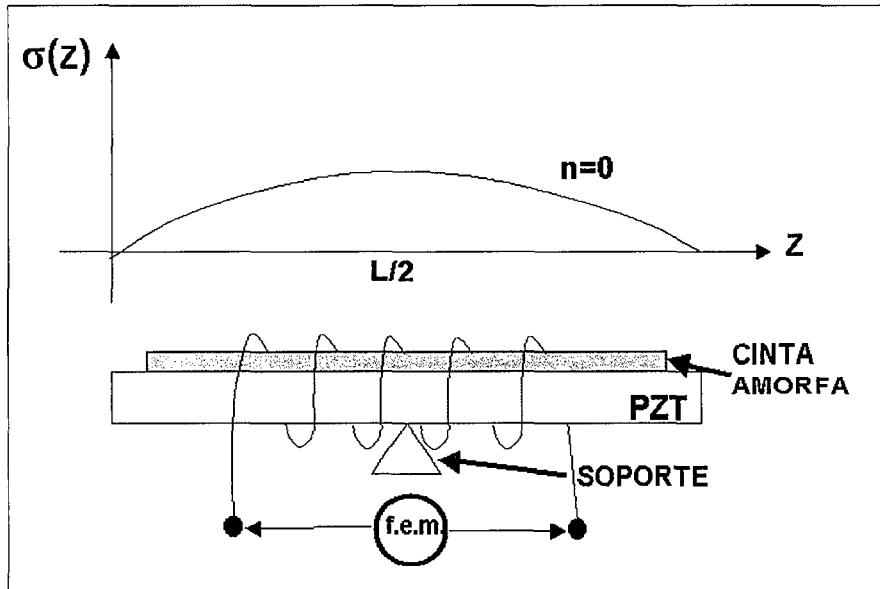


Figura 4.1-1. Esquema del elemento sensor y modo fundamental de tensión mecánica

Al superponer un campo magnético de baja frecuencia, la f.e.m. inducida es modulada por una señal cuya frecuencia es la del campo aplicado y cuya amplitud es proporcional a la amplitud de la proyección de dicho campo sobre el eje longitudinal. La demodulación de la señal ha de hacerse por medio de un amplificador lock-in. B.J. Lynch y H.R. Gallantree realizan un magnetómetro de tres ejes de muy buenas prestaciones empleando estos sensores [8]. Con este sensor se consigue una mejor sensibilidad, mejor señal-ruido, mayor repetitividad y en definitiva mejores atributos del sensor a expensas de utilizar bobinas secundarias y una electrónica de acondicionamiento de mayor complejidad. J.L.Prieto, en el Grupo de Dispositivos Magnéticos (G.D.M.) hace un cuidadoso y profundo análisis de este tipo de sensores construyendo sensores de uno y dos ejes. El Dr. Prieto centra gran parte de su estudio en la eliminación de la histéresis que presentan estos sensores. De acuerdo con esto diseña un sensor piezoelectrónico-magnetostriactivo al que aplica un campo magnético externo alterno. Así, consigue suministrar suficiente energía al material magnético como para activar el movimiento de las paredes magnéticas y así disminuir la histéresis del sensor. Bien es cierto que para ello necesita otra bobina. También hace pasar una corriente alterna por el material magnetostriactivo para suministrar dicha energía evitando emplear otra bobina. Su último trabajo en este campo consiste en depositar el material magnético sobre el piezoelectrónico para eliminar la interfaz entre ambos y asegurar una transmisión efectiva de las deformaciones del uno al otro [9,10,11,12,13,14,15].

Quizás el interés de estos sensores radica en que se trata de sensores sencillos y robustos, que trabajan a bajas frecuencias y a temperatura ambiente, y que cubren un rango necesario en las aplicaciones más corrientes, el rango entre  $100\mu\text{T}$  y  $100\text{pT}$  en competencia con el fluxgate.

De acuerdo con el párrafo anterior, en este trabajo hemos apostado por estos sensores, que se ha intentado mejorar empleando nuevos modos de vibración, distintos materiales piezoeléctricos y magnetostriktivos y, por último, tratando de eliminar la interfaz que los une.

Conviene enfatizar que hay dos modos distintos de operación para estos sensores: el modo en el que el piezoeléctrico es el inductor de las tensiones mecánicas y el magnetostriktivo el transductor, y el modo en el que el material magnetostriktivo es el inductor de las tensiones mecánicas en el piezoeléctrico y el piezoeléctrico es el transductor de señal mecánica a señal eléctrica. Se tratará cada modo en las dos siguientes secciones de forma separada. A continuación se explica el importante papel que juega la interfaz entre ambos elementos.

A pesar de que la interfaz viscosa no es un elemento deseable, como se verá más adelante, es casi inevitable de acuerdo con los resultados experimentales, que demuestran que los sensores con interfaz viscosa y piezoeléctrico y magnetostriktivo comerciales presentan menos histéresis intrínseca que los sensores en los que se evita la interfaz.

En el apartado siguiente del capítulo se presentan sensores de distinto modo de funcionamiento: magnetostriktivo como inductor de las tensiones mecánicas y piezoeléctrico como inductor de las tensiones mecánicas evitando la interfaz viscosa. En estos sensores se deposita directamente el material magnetostriktivo sobre el elemento piezoeléctrico.

## 4.2 Piezoeléctrico como inductor de tensiones mecánicas

Este modo de operación es quizás el menos intuitivo de los dos pero se justifica su empleo porque la deformación (cambio relativo de una dimensión) piezoeléctrica máxima es del orden de  $10^4$  mientras que la deformación máxima debida a la magnetostricción, que se da en cintas magnéticas amorfas, es del orden de  $10^{-5}$ . Estas cintas amorphas, se crecen por enfriamiento rápido y, por lo tanto, tienen espesores pequeños, del orden de decenas de micras, y se pueden deformar con facilidad cuando se adhieren a una cerámica piezoeléctrica de espesor mucho mayor. No es tan fácil deformar las cerámicas piezoeléctricas, de mm de espesor, con cintas amorphas de micras de espesor.

El fundamento de este modo, que como se expone en el apartado anterior, tiene su origen en los trabajos de Mermelstein, es el siguiente: se excita un material piezoeléctrico adherido a un elemento magnetostriktivo como consecuencia de lo cual, se inducen cambios en la anisotropía magnética de este último: si el material tiene magnetostricción positiva, una elongación del mismo favorecerá un eje fácil en el eje paralelo a la elongación y una contracción un eje fácil perpendicular a la deformación.

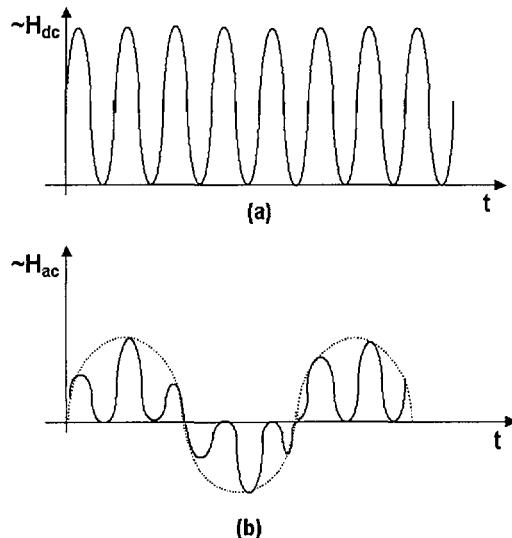
La geometría escogida es la de un piezoeléctrico paralelepípedico con una dimensión longitudinal mayor que la anchura, y un espesor mucho menor que la anchura. La cinta amorfá se adhiere con el pegamento viscoso en una de las superficies mayores. El piezoeléctrico se excita aplicando una tensión eléctrica entre las superficies mayores a la frecuencia de la resonancia mecánica del sistema. De este modo, para un potencial dado se consigue aplicar el campo eléctrico más

elevado posible, y por lo tanto, una deformación mayor, de acuerdo con la ecuación constitutiva (4.2.1):

$$S_{ij} = s_{ijkl}^E T_{kl} + d_{kij} E_k \quad (4.2.1)$$

donde  $S_{ij}$  es la componente "ij" del tensor de deformaciones,  $s_{ijkl}^E$  es la componente  $ijkl$  de la compliencia a campo eléctrico constante,  $T_{kl}$  es la componente  $kl$  del tensor de tensiones mecánicas,  $d_{kij}$  es la componente  $kij$  del coeficiente piezoelectrónico y finalmente,  $E_k$  es la componente  $k$  del vector campo eléctrico [16].

Y se trabaja en la resonancia, frecuencia para la cual se absorbe la máxima energía, lo que da lugar a la mayor deformación. La frecuencia de resonancia en el eje longitudinal es la más baja de las tres dimensiones. La frecuencia de resonancia mecánica aumentará conforme disminuya el tamaño, lo que es un problema de cara a una posterior miniaturización.



**Figura 4.2-1 Señal ideal del secundario de un sensor a un campo magnético continuo (a) y otro alterno de baja frecuencia (b)**

Si una vez excitado el sistema, se superpone un campo magnético externo y se detecta la f.e.m. con un carrete secundario, la señal obtenida tiene la frecuencia de la excitadora y su amplitud es proporcional a la magnitud de la proyección, en la dirección del eje del secundario, del campo magnético aplicado, si se trata de un campo magnético continuo, y una señal portadora de la frecuencia de excitación, modulada por una señal de la frecuencia del campo magnético aplicado, y con una amplitud proporcional a la componente del campo en la dirección del eje del secundario, como en el caso anterior, si se trata de un campo magnético alterno. (Figura 4.2-1).

Con una cerámica piezoelectrónica y una cinta amorfa con una anisotropía inducida transversal, de constante  $K$ , una excitación sinusoidal del piezoelectrónico, que se traduce en una tensión sinusoidal en el material magnetostrictivo de la forma:  $\sigma = \sigma_0 \cos(\omega_0 t)$ , un secundario de  $N$  vueltas ceñido a la muestra de área  $A$ , la sensibilidad (f.e.m. por campo aplicado,  $\varepsilon(\omega_0)/H$ ) obtenida, suponiendo que se trata de

un monodominio, y que, por lo tanto, los procesos de imanación son producidos únicamente por rotación, es [13]:

$$\frac{\varepsilon(\omega_\sigma)}{H} = \frac{3NA\lambda_s\sigma_0\omega_\sigma}{H_A^2} [U(H+H_A) - U(H-H_A)] \operatorname{sen}(\omega_\sigma t) \quad (4.2.2)$$

$\lambda_s$  es la magnetostricción de saturación,  $H_A'$  es el campo necesario para orientar la imanación "M" paralela al eje longitudinal cuando se aplica una tensión  $\sigma$ :

$$H_A' = \frac{2K}{\mu_0 M_s} \left( 1 - \frac{\sigma}{\sigma_c} \right) \quad (4.2.3)$$

siendo  $\sigma_c$  la tensión crítica para compensar las anisotropías del material:  
 $\sigma_c = \frac{2K}{3\lambda_s}$  (4.2.4) y  $U(x)$  es la función paso, que se define como  $U(x>0)=1$ ,  $U(x<0)=0$ .

De la ecuación (4.2.2) se deduce que la sensibilidad intrínseca del sensor es proporcional a la magnetostricción del material amorfo, a la amplitud de la tensión  $\sigma_0$ , lo que hace conveniente el empleo de cintas altamente magnetostriktivas, e inversamente proporcional al cuadrado de la diferencia entre la tensión aplicada y la tensión crítica. Sin embargo, la tensión aplicada está ligada directamente a la deformación piezoeléctrica, que en ausencia de tensiones es el producto del coeficiente piezoeléctrico:  $d_{31}$  (del orden de  $-55 \cdot 10^{-12} \text{ m/V}$ ) por el valor del campo aplicado  $E_3$ .

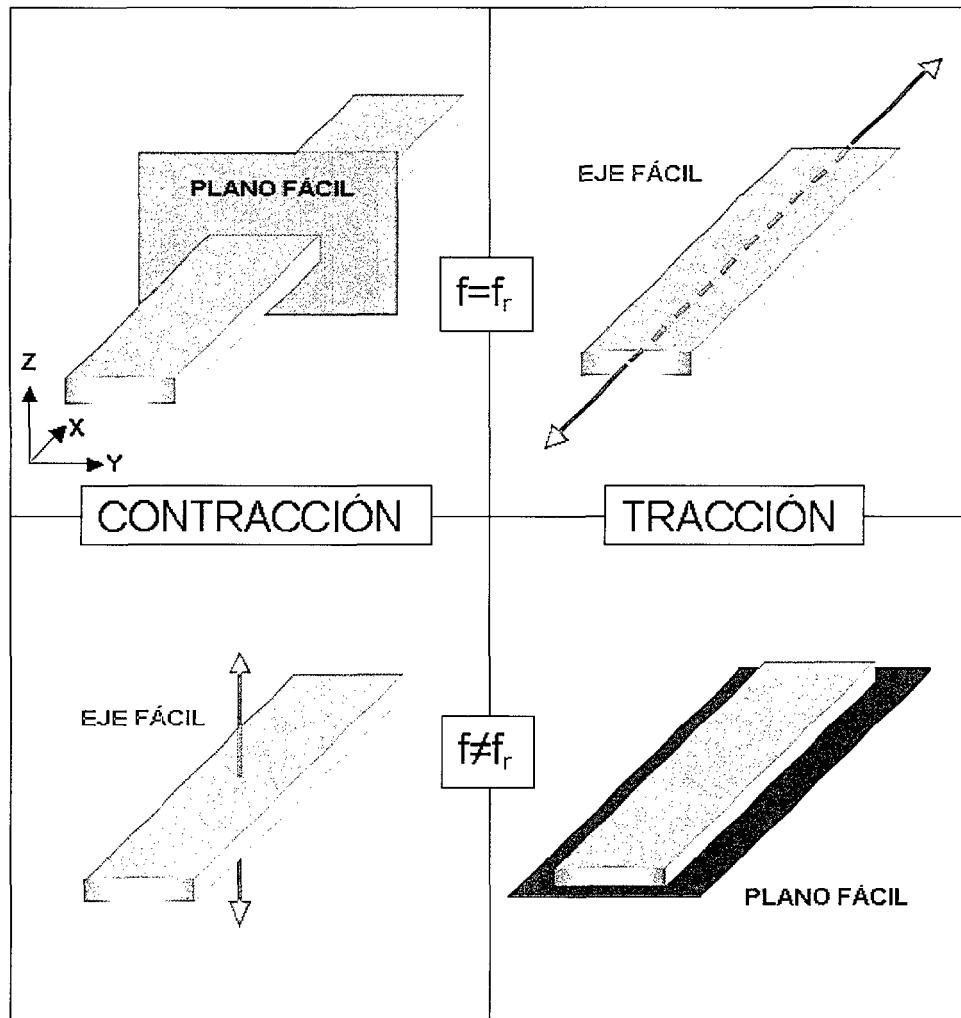
Aunque también parece que la sensibilidad es proporcional a la frecuencia de excitación, es condición indispensable para no perder la condición de cero [13] trabajar en la frecuencia de resonancia mecánica del sistema por la siguiente razón: en la resonancia mecánica del sistema, las deformaciones experimentadas en el eje longitudinal son mucho mayores que en las otras dos dimensiones. A medida que uno se aleja de la resonancia, las deformaciones en las tres dimensiones se van haciendo comparables. Esto se traduce en lo siguiente: cuando se trabaja en la resonancia longitudinal una tracción induce un eje fácil de anisotropía en el eje longitudinal y una contracción induce un plano fácil perpendicular a este eje, mientras que fuera de la resonancia, una tracción induce un plano fácil en el plano de la muestra y una contracción, un eje fácil perpendicular a la misma, esto es un eje fácil en el espesor (Figura 4.2-2).

En definitiva, la sensibilidad de estos sensores está condicionada en gran medida por la anisotropía inicial del material amorfo y a trabajar en resonancia, lo que, como se ha dicho anteriormente, supone una limitación de cara a una posterior miniaturización.

El trabajo que se describe en los dos apartados siguientes tiene por objetivo solucionar este condicionamiento mediante un cambio de la vibración mecánica de elongación-contracción a flexión. Como se verá más adelante, la flexión permitirá deformaciones mayores, con el consiguiente efecto de crear anisotropías grandes comparadas con las anisotropías de los materiales amorfos. Esto es debido a que la flexión de un cuerpo está potenciada por la rotación de las secciones transversales del mismo respecto a un eje transversal que pasa por su centro geométrico (Figura 4.2-8).

La contribución de la rotación en la deformación del cuerpo da lugar a que ésta sea más uniforme. De hecho, en primera aproximación se puede considerar que esta deformación es un arco de circunferencia.

A continuación se hace un estudio comparativo de las vibraciones tipo elongación-contracción y flexión.



**Figura 4.2-2. Anisotropías inducidas en una cinta de Metglas adherida al piezoelectrónico como consecuencia de la vibración del mismo en la resonancia mecánica del sistema y fuera de ella.**

## VIBRACIÓN ELONGACIÓN-CONTRACCIÓN

Cuando se emplean piezoelectrónicos para excitar al material amorfo, el sistema vibra estirándose y contrayéndose como lo haría si estuviera sometido a tracciones y contracciones sucesivas, de acuerdo con la ecuación lineal de la elasticidad:

$$\bar{S} = s \bar{T} \quad (4.2.5)$$

( $\bar{S}$  es el vector deformación,  $s$  es la compliancia del medio y  $\bar{T}$  es el vector tensión mecánica).

Sin embargo, la causa de las deformaciones en el elemento piezoelectrónico no es una tensión mecánica sino un campo eléctrico externo. En piezoelectricidad lineal, la ecuación lineal de elasticidad y la ecuación de carga electrostática:  $\bar{D}=\epsilon\bar{E}$  (4.2.6) ( $\bar{D}$  es el vector desplazamiento eléctrico,  $\epsilon$  es la permitividad del medio y  $\bar{E}$  es el vector campo eléctrico) están acopladas a través de las constantes piezoelectrísticas "d" dando lugar a las ecuaciones constitutivas de la piezoelectricidad lineal [16]:

$$\bar{D} = d\bar{T} + \epsilon^T \bar{E} \quad (4.2.7a)$$

$$\bar{S} = s^E \bar{T} + d\bar{E} \quad (4.2.7b)$$

Los superíndices indican las cantidades conservadas. La primera de estas ecuaciones describe el efecto piezoelectrónico directo mientras que la segunda describe el efecto inverso.

Bajo las hipótesis de la piezoelectricidad lineal no hay disipaciones mecánica ni eléctrica y los coeficientes elásticos, dieléctricos y piezoelectrómicos son constantes y no dependen del campo eléctrico ni de las tensiones aplicadas. Esto no es cierto en general, sino una aproximación. En realidad, no sólo no se puede hablar de piezoelectricidad lineal sino que además puede haber otras interacciones tanto mecánicas y eléctricas como magnéticas que afecten las condiciones de trabajo.

El material amorfo se estira y contrae solidariamente al piezoelectrónico. Se comporta como una membrana sin resistencia a la tensión.

Sólo se va a estudiar la vibración del piezoelectrónico en el modo longitudinal cuando se excita éste en el espesor (Figura 4.2-3), mediante una tensión eléctrica aplicada en los electrodos,  $V_3$ , que da lugar a un campo eléctrico  $E_3$ .

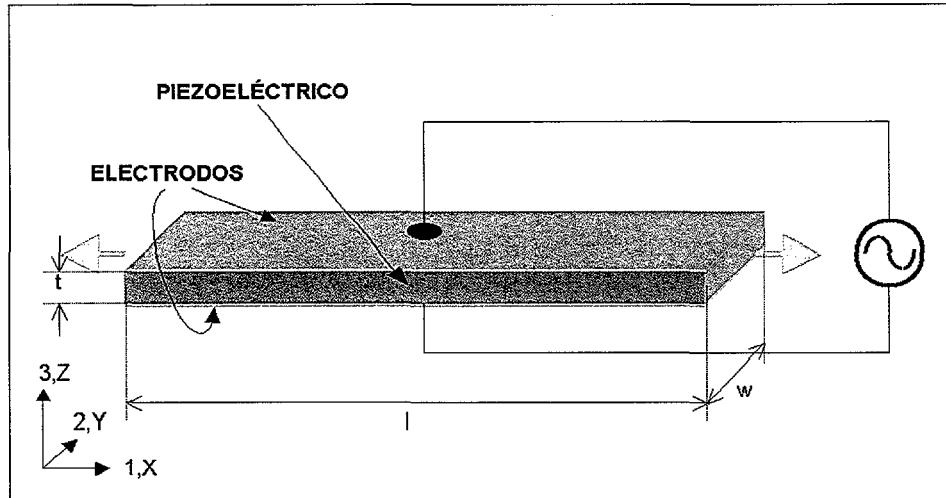


Figura 4.2-3. Esquema de las direcciones de aplicación del campo eléctrico y de las deformaciones.

Dadas las dimensiones del piezoeléctrico, las tensiones mecánicas en los ejes 2 y 3:  $T_2$  y  $T_3$ , son cero porque la anchura  $w$  y el espesor  $t$  son mucho menores que la longitud  $L$  y se libera enseguida la tensión. En el eje longitudinal, eje 1, sin embargo, la tensión sólo es cero en los extremos:  $T_1(0)=T_1(L)=0$ . Con esto, las ecuaciones (3), que quedan:

$$S_1 = s_{11}^E T_1 + d_{31} E_3 \quad (4.2.8a)$$

$$D_3 = d_{31} T_1 + \epsilon_{33}^T E_3 \quad (4.2.8b)$$

Sea  $\xi_1(x)$  el desplazamiento paralelo al eje que experimenta cada sección transversal cuando se somete al esfuerzo normal o tensión  $T_1$  [17]. La deformación unitaria normal del paralelepípedo es la deformación por unidad de longitud a lo largo del mismo:  $S_1 = \frac{\partial \xi_1}{\partial x}$  (4.2.9). De acuerdo con la segunda Ley de Newton, en el piezoeléctrico se cumple que:

$$\rho \frac{\partial^2 \xi_1(x)}{\partial t^2} dx dy dz = \frac{\partial T_1}{\partial x} dx dy dz \quad (4.2.10)$$

( $\rho$  es la densidad del piezoeléctrico,  $dx$ ,  $dy$ ,  $dz$  son los diferenciales de longitud en las direcciones de los ejes 1, 2 y 3 respectivamente).

Haciendo uso de la ecuación (4.2.8a) y teniendo en cuenta que el campo eléctrico es uniforme en el material, se puede expresar la ecuación (4.2.10) como:

$$\frac{\partial^2 \xi_1(x)}{\partial t^2} = \frac{1}{\rho s_{11}^E} \frac{\partial^2 \xi_1}{\partial x^2} = (v_b^E)^2 \frac{\partial^2 \xi_1}{\partial x^2} \quad (4.2.11)$$

$v_b$  es la velocidad de una onda mecánica que se propaga en el material según el eje 1. Para tener en cuenta las pérdidas hay que añadir en la ecuación diferencial un término proporcional a la velocidad:  $k \partial \xi_1 / \partial t$ . En caso de una excitación alterna, es decir, para el que  $\xi_1(x) = \xi_1^0(x) e^{j\omega t}$ ,  $j = \sqrt{-1}$ , y  $\omega$  es la frecuencia angular, la ecuación diferencial correspondiente tendrá un término complejo:

$$\frac{\partial^2 \xi_1(x)}{\partial t^2} = \left[ (v_b^E)^2 + \frac{(v_b^E)^2}{Q_M} j \right] \frac{\partial^2 \xi_1}{\partial x^2} \quad (4.2.12)$$

donde " $Q_M$ " es el factor de calidad mecánico.

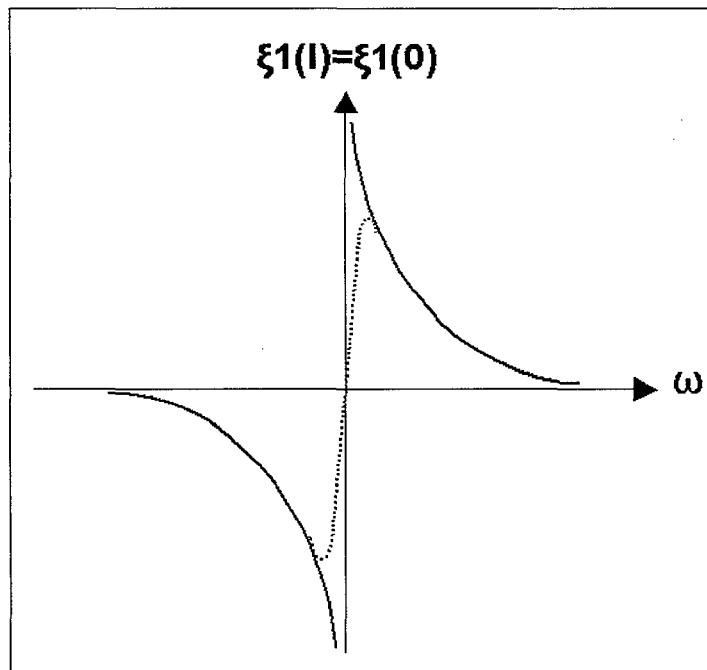
Como se trabaja en la resonancia mecánica el sistema, se desprecia el término de pérdidas y se resuelve la ecuación 4.1.11. Teniendo en cuenta que la excitación es sinusoidal:  $E_3 = E_0 e^{j\omega t}$ , ensayamos una solución del tipo:

$$\xi_1(x) = [A \operatorname{sen}(nx) + B \cos(nx)] e^{j\omega t} \quad (4.2.13)$$

Al sustituir (4.2.13) en la ecuación (4.2.11), con  $n=\omega/v_b^E$  y aplicando las condiciones de contorno:  $T_1(0)=T_1(L)=0$ , queda:

$$\xi_1(x) = \frac{v_b^E}{\omega} d_{31} E_0 \left[ \sin\left(\frac{\omega x}{v_b^E}\right) + \frac{\cos\left(\frac{\omega L}{v_b^E}\right) - 1}{\sin\left(\frac{\omega L}{v_b^E}\right)} \cos\left(\frac{\omega x}{v_b^E}\right) \right] e^{j\omega t} \quad (4.2.14)$$

La ecuación (4.2.14) se representa en la Figura 4.2-4 en función de la frecuencia angular. La línea de puntos representa el caso real que considera las pérdidas.



**Figura 4.2-4. Gráfica de la posición de los extremos del piezoeléctrico en función de la frecuencia entorno a la resonancia mecánica del sistema.**

En la Figura 4.2-5 se representan los desplazamientos (a) y las deformaciones (b) respecto a las posiciones de equilibrio, a lo largo del piezoeléctrico. También se muestra cualitativamente la elongación del piezoeléctrico (c). Se ve claramente que la amplitud no es en absoluto uniforme a lo largo del piezoeléctrico y la máxima deformación tiene lugar en la parte central del piezoeléctrico.

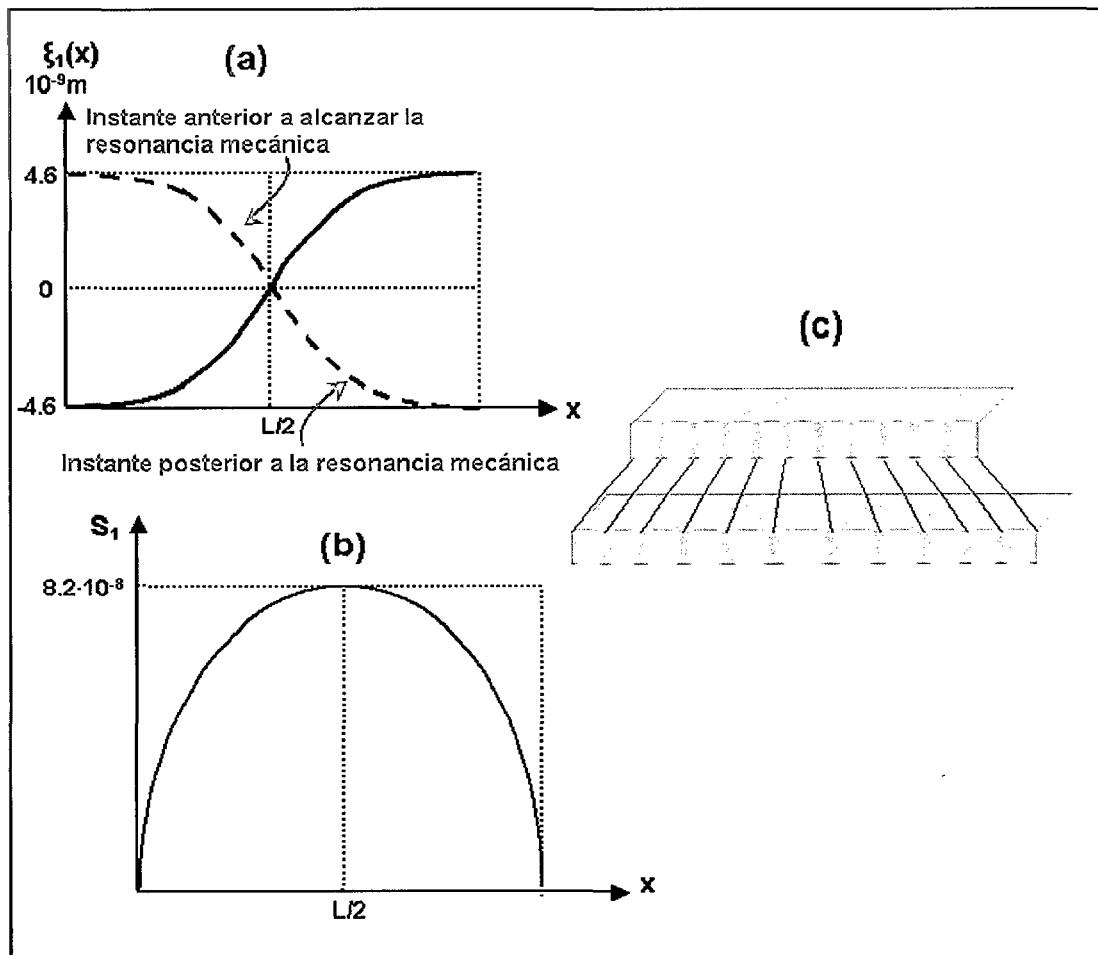


Figura 4.2-5. (a) Posición de cada elemento deformado para un piezoelectrónico de 0.1mm de espesor y una tensión eléctrica de 10V, (b) deformación en función de x, (c) esquema cualitativo de la deformación.

A medida que la frecuencia de excitación se aleja de la resonancia, aunque la deformación se va haciendo más homogénea, la amplitud de la misma decrece mucho. Un gráfico de este comportamiento puede verse en la Figura 4.2-6.

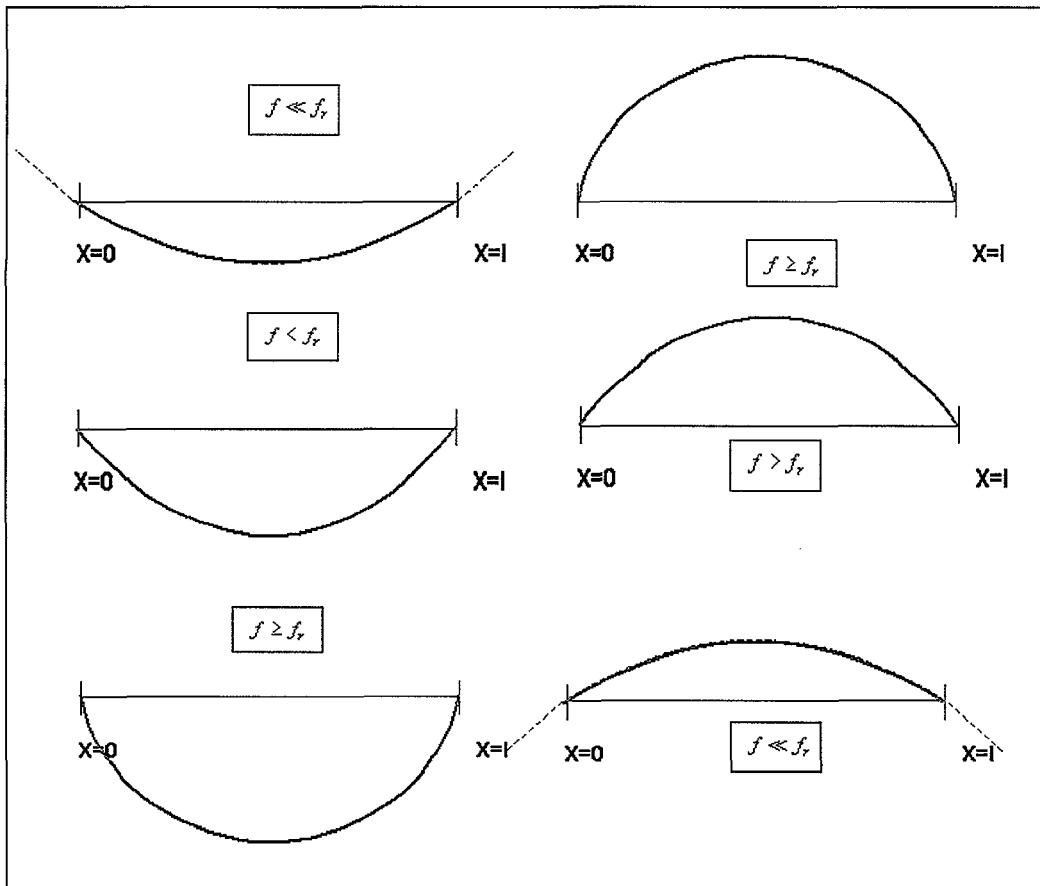


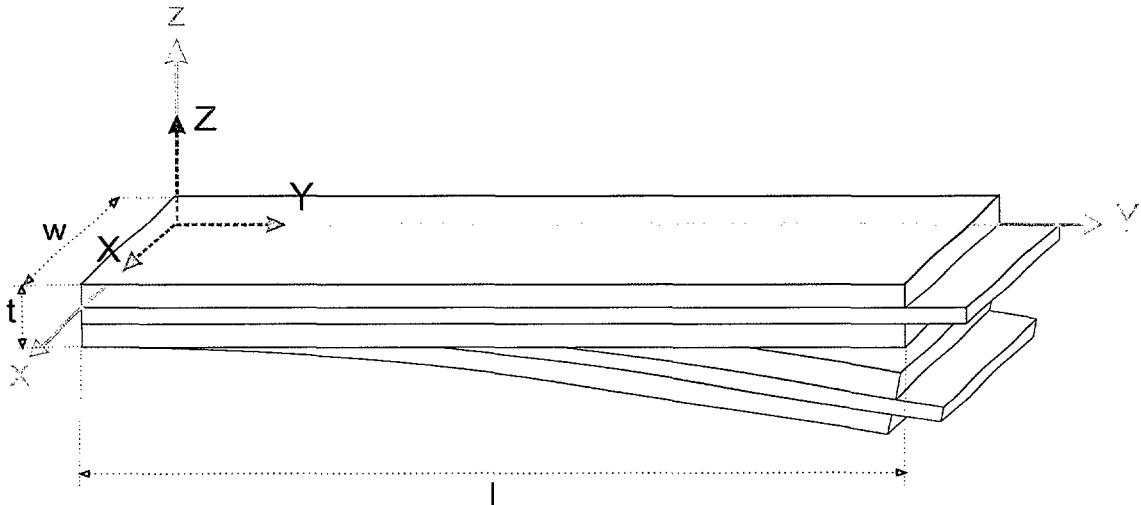
Figura 4.2-6. Amplitud de la deformación en torno a la resonancia mecánica del sistema.

## VIBRACIÓN FLEXIÓN

Considérese ahora un paralelepípedo sujeto por un extremo y flexionado. Las dimensiones del paralelepípedo son una longitud “ $l$ ”, una anchura “ $w$ ” y un espesor “ $t$ ” (Figura 4.2-7).

Es conveniente para tratar este problema, definir dos sistemas de referencia distintos con origen de coordenadas común: un punto del extremo fijo del paralelepípedo. En primer lugar, un sistema de referencia, el “OXYZ”, solidario al cuerpo, manteniéndose en todo momento el eje Y tangente a la superficie neutra o superficie sin deformar, y el eje Z perpendicular a esta, y el otro sistema de referencia, el “oxyz” está fijo en el apoyo del paralelepípedo. Sus direcciones se muestran en la Figura 4.2-7. En un cuerpo deformado a flexión, la superficie que presenta la concavidad sufre una compresión mientras que la que presenta la convexidad está deformada a tracción. Las capas internas del cuerpo, que son paralelas a estas dos superficies, presentan las deformaciones intermedias. Así, en un sólido homogéneo, la capa central permanece sin deformar. En la Figura 4.2-7, se ha representado la superficie correspondiente a esta capa, que contiene los orígenes de coordenadas de

ambos sistemas y la curva que describe el perfil de la flexión. La superficie del sólido que no experimenta deformación se denomina “superficie neutra”.



**Figura 4.2-7. Bimorfo flexionado.**

Una forma de ver la flexión es como una rotación de la sección transversal recta respecto a un eje contenido en dicha superficie [18]. Un esquema de este concepto, puede verse en la Figura 4.2-8. En esta figura, se representa el giro de la superficie transversal  $dA'$  respecto a un eje, que es intersección de dicha superficie y de la superficie neutra. La superficie rotada toma el nombre de  $dA''$ . La rotación de la superficie  $dA'$  se produce como consecuencia del momento interno, que ejerce cada diferencial de volumen sobre el volumen contiguo. El momento por unidad de área transversal, que tiene la dirección del eje x ó X (estos ejes son paralelos en una flexión pura), es el producto de la tensión  $\sigma$  paralela a la superficie neutra y la distancia Z a la superficie neutra. Se puede ver que tras la flexión, la mitad superior a la superficie neutra se ha contraído y la mitad inferior se ha alargado, siendo estas deformaciones mínimas cerca de la superficie neutra y máximas en las superficies libres del cuerpo.

Se pretende conocer la deformación en las superficies libres del material. En este caso, para producir esta flexión, se emplean materiales bimorfos o la combinación de un material piezoelectrónico con uno elástico. Por simetría estudiaremos el caso con bimorfos, si bien para el fin que se persigue es indiferente un cálculo u otro. Los materiales bimorfos consisten en dos piezoelectrónicos acoplados, con tres electrodos: dos de ellos sobre las superficies libres de cada uno de los piezoelectrónicos y el otro, entre los dos, siendo este electrodo común a los dos piezoelectrónicos. Como se explica más adelante con detalle, si se aplican campos eléctricos en la dirección del eje Z de forma que estos campos sean iguales pero de signo opuesto en las dos mitades separadas por la superficie neutra, el bimorfo flexa (Figura 4.2-9).

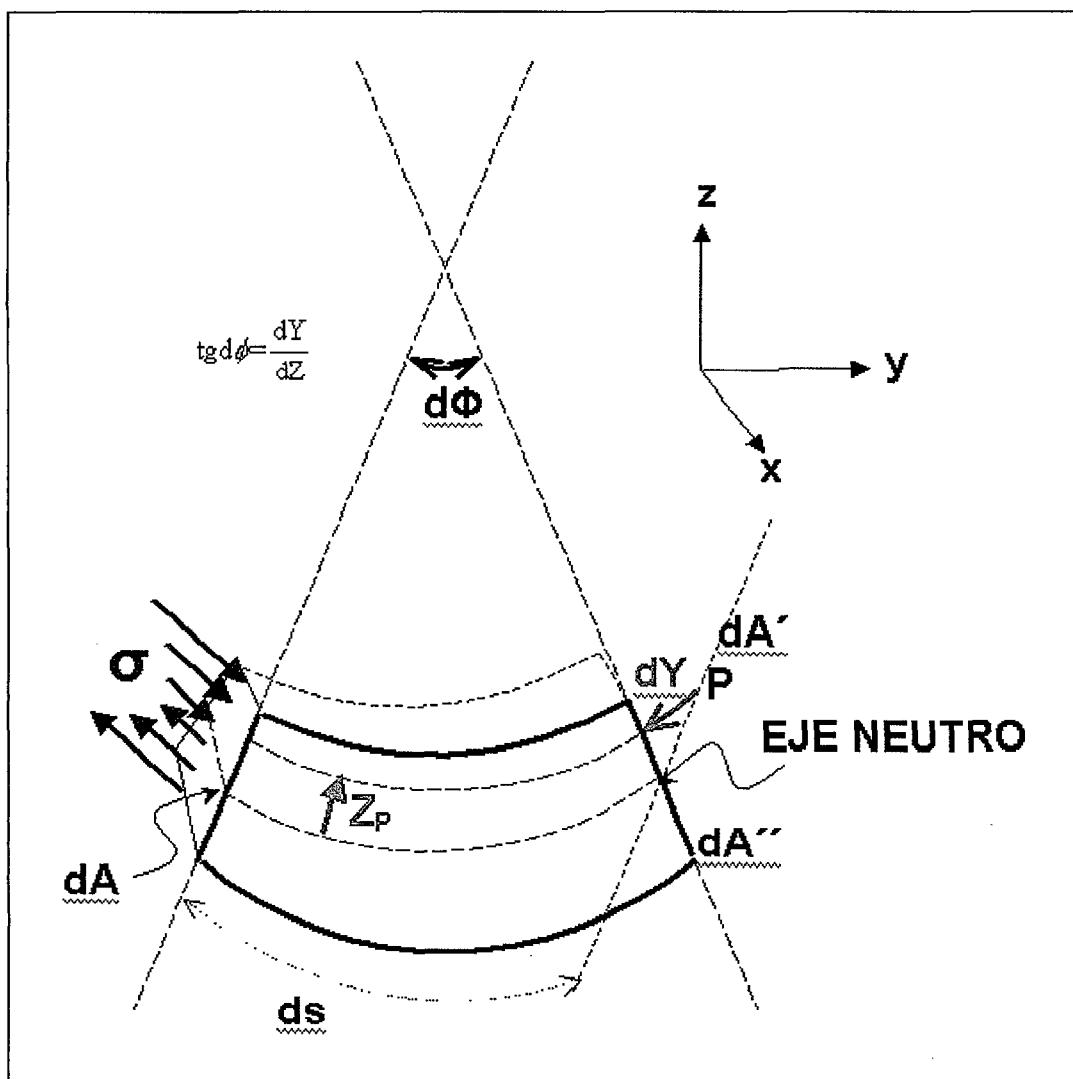


Figura 4.2-8. Sección del bimorfo deformado.

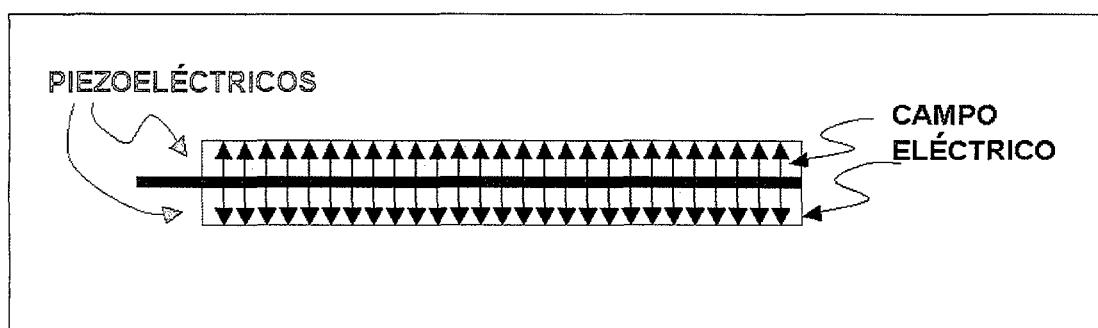


Figura 4.2-9. Polarización del bimorfo.

De la Figura 4.2-8 se deduce que el radio de curvatura R de la superficie neutra y todas las superficies paralelas a ella es:

$$R = \frac{ds}{d\phi} \quad (4.2.15)$$

De forma análoga, un punto P de la superficie transversal experimenta un desplazamiento dY:

$$dY = Zd\phi \quad (4.2.16)$$

Dado que la deformación unitaria es la relación entre el desplazamiento de la sección transversal o variación de la longitud del elemento de volumen y la longitud del mismo sin deformarse, tenemos que:

$$S = -\frac{Z}{R} \quad (4.2.17)$$

Y la tensión mecánica, de acuerdo con la ecuación constitutiva 4.2.5a, es:

$$T = -Y_0 \left[ \frac{Z}{R} + d_{31} E_3(Z) \right] \quad (4.2.18)$$

siendo  $Y_0$  el módulo de Young.

Es decir, tanto la deformación como la tensión en cada punto son proporcionales a la distancia del mismo a la superficie neutra. El campo eléctrico es homogéneo en cada uno de los piezoelectrónicos pero de sentidos opuestos:

$$E_3(Z) = S(Z) E_0 \cos(\omega_0 t + \varphi) \quad (4.2.19)$$

La función S(x) es la función "signo de x", que se define como:

$$\begin{aligned} S(x) &= 1 \text{ si } x > 0 \\ S(x) &= -1 \text{ si } x < 0. \end{aligned}$$

Sin embargo, al trabajar en la resonancia mecánica del sistema, la contribución a la tensión mecánica debida al campo eléctrico es despreciable comparada con la contribución debida a la deformación ( $d_{31} E_3 \ll \frac{Z}{R}$ ), por lo que el segundo término del segundo miembro de la ecuación 4.2.18 se desprecia.

En el equilibrio, los momentos generados por las tensiones distribuidas a lo largo de la sección transversal se igualarán al momento que ejerce cada elemento de volumen sobre el contiguo:  $M_x$ .

$$M_x = \int_A Z T dA \quad (4.2.20)$$

Con esto, y teniendo en cuenta que el momento de inercia de la superficie transversal con respecto a un eje paralelo al eje Y y que está contenido en la superficie neutra es:

$$I = \int_A Z^2 dA \quad (4.2.21)$$

Se tiene que el momento es:

$$M_x = \frac{YI}{R} \quad (4.2.22)$$

La curvatura de una curva plana es:

$$\frac{1}{R} = \frac{\partial^2 z / \partial y^2}{\left[ 1 + \left( \frac{\partial z / \partial y}{} \right)^2 \right]^{3/2}} \quad (4.2.23)$$

Y para ángulos de flexión pequeños:  $(\partial z / \partial y)^2 \ll 1$ , por lo que la ecuación dinámica del bimorfo, queda:

$$M_x = Y_0 I \frac{\partial^2 z}{\partial y^2} \quad (4.2.24)$$

Suponemos que el momento  $M_x$  es debido a una fuerza perpendicular a la superficie neutra  $F$  y su brazo es precisamente  $dy$ . De acuerdo con esto:

$$F = \frac{\partial M_x}{\partial y} \quad (4.2.25)$$

La segunda ley de Newton establece:

$$dF = -\rho A dy \frac{\partial^2 z}{\partial t^2} \quad (4.2.26)$$

Sustituyendo la expresión del momento (ecuación 4.2.24) en la ecuación 4.2.25 y ésta a su vez en 4.1.26, queda:

$$Y_0 I \frac{\partial^4 z}{\partial y^4} + \rho A \frac{\partial^2 z}{\partial t^2} = 0 \quad (4.2.27)$$

que es una ecuación diferencial homogénea, cuya solución se puede factorizar de la forma:

$$z(y, t) = z(y)z(t) \quad (4.2.28)$$

Se resuelve la ecuación para el caso concreto de la resonancia mecánica del sistema, esto es:  $\omega_o = \omega_n$ .

En este caso:

$$z(t) = z_0 \cos(\omega_n t + \theta) \quad (4.2.29)$$

Y por lo tanto:

$$\frac{d^2z(t)}{dt^2} = -\omega_n^2 z(t) \quad (4.2.30)$$

La ecuación para resolver "z(y)" se reduce a:

$$\frac{d^4z(y)}{dy^4} = \kappa_n^4 z(y) \quad (4.2.31)$$

$$\kappa_n^4 = \frac{\omega_n^2 \rho A}{Y_0 I} \quad (4.2.32)$$

Cuya solución es de la forma:

$$z(y) = C_1 \sin(\kappa_n y) + C_2 \cos(\kappa_n y) + C_3 \operatorname{senh}(\kappa_n y) + C_4 \cosh(\kappa_n y) \quad (4.2.33)$$

La solución de la ecuación homogénea queda entonces:

$$z(y,t) = z_0 [C_1 \sin(\kappa_n y) + C_2 \cos(\kappa_n y) + C_3 \operatorname{senh}(\kappa_n y) + C_4 \cosh(\kappa_n y)] \cos(\omega_n t + \theta) \quad (4.2.34)$$

que se puede expresar de la siguiente forma:

$$z(y,t) = z_0 \left\{ A' [\cos(\kappa_n y) + \cosh(\kappa_n y)] + B' [\cos(\kappa_n y) - \cosh(\kappa_n y)] + C' [\sin(\kappa_n y) + \operatorname{senh}(\kappa_n y)] + D' [\sin(\kappa_n y) - \operatorname{senh}(\kappa_n y)] \right\} \cos(\omega_n t + \theta) \quad (4.2.35)$$

Para resolver las constantes se imponen las condiciones de contorno siguientes: que la deflexión  $z$  y la pendiente  $\partial z / \partial y$  en el punto  $y=0$ , que está fijo son 0, y que el momento y la fuerza de cizalladura son 0 en  $y=l$ . Como el momento es proporcional a  $\partial^2 z / \partial y^2$  y la fuerza de cizalladura a  $\partial^3 z / \partial y^3$ , se impone la igualdad en la derivada segunda y la derivada tercera respecto de  $y$  de la función  $z(y,t)$ . De este modo:

$$A' = C' = 0 \quad (4.1.36a)$$

$$B' [\cos(\kappa_n l) + \cosh(\kappa_n l)] + D' [\sin(\kappa_n l) + \operatorname{senh}(\kappa_n l)] = 0 \quad (4.1.36b)$$

$$B' [\sin(\kappa_n l) - \operatorname{senh}(\kappa_n l)] + D' [-\cos(\kappa_n l) - \cosh(\kappa_n l)] = 0 \quad (4.1.36c)$$

Y combinando las ecuaciones 4.1.32 b y c queda la siguiente relación:

$$\frac{D'}{B'} = -\frac{\cos(\kappa_n l) + \cosh(\kappa_n l)}{\sin(\kappa_n l) + \operatorname{senh}(\kappa_n l)} = \frac{\sin(\kappa_n l) - \operatorname{senh}(\kappa_n l)}{\cos(\kappa_n l) + \cosh(\kappa_n l)} \quad (4.2.37)$$

El primer valor del producto  $\kappa_n l$  para el que se satisface la ecuación 4.2.37 es:  $\kappa_n l = 1.875$ .

Al sustituir los valores de longitud ( $l=5\text{cm}$ ), módulo de Young ( $Y_0=6.3 \cdot 10^{10} \text{N/m}^2$ ), densidad ( $\rho=7.7 \text{g/cm}^3$ ) momento de inercia ( $I=4.32 \cdot 10^{-12} \text{m}^4$ ) y área

( $A=0.12\text{cm}^2$ ) del bimorfo que más se ha empleado, la frecuencia del modo fundamental es 384Hz.

La deflexión del bimorfo responde a la forma:

$$z(y,t) = z_0 \left\{ [\cosh(\kappa_n y) - \cos(\kappa_n y)] + \frac{\sin(\kappa_n l) - \sinh(\kappa_n l)}{\cos(\kappa_n l) + \cosh(\kappa_n l)} [\sinh(\kappa_n y) - \sin(\kappa_n y)] \right\} \cos(\omega_n t) \quad (4.2.38)$$

Y la deformación:

$$\begin{aligned} S(y,t) = -Zz_0\kappa_n^2 & \left\{ [\cos(\kappa_n y) + \cosh(\kappa_n y)] + \right. \\ & \left. + \frac{\sin(\kappa_n l) - \sinh(\kappa_n l)}{\cos(\kappa_n l) + \cosh(\kappa_n l)} [\sin(\kappa_n y) + \sinh(\kappa_n y)] \right\} \cos(\omega_n t) \end{aligned} \quad (4.2.39)$$

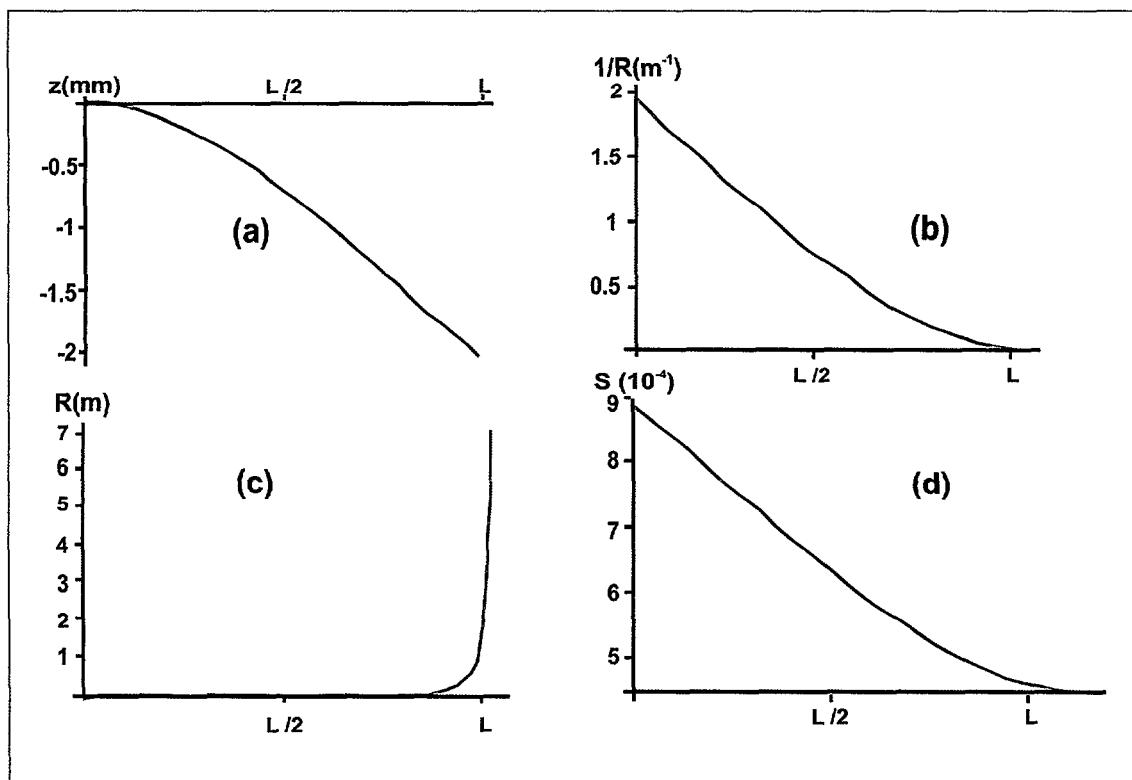


Figura 4.2-10. Gráficas de la deflexión "z" (a), del inverso del radio de curvatura (b), del radio de curvatura (c) y de la deformación (d) suponiendo una tensión eléctrica de 1V.

En la Figura 4.2-10 se representa la solución de la ecuación completa para el caso particular de la resonancia (ecuación 4.1.38) en el instante  $t=0$ , Figura 4.2-10a, la inversa del radio de curvatura (que viene dada por la ecuación 4.1.23 despreciando el término  $(\partial z / \partial y)^2$  frente a 1), Figura 4.2-10b, el radio de curvatura, Figura 4.2-10c y la deformación, Figura 4.2-10d, que de acuerdo con la ecuación 4.2.17, es proporcional al producto de la distancia de cada punto a la superficie neutra por la inversa del radio de curvatura.

Comparando las deformaciones en los distintos sistemas se obtiene como conclusión que la deformación que tiene lugar en un bimorfo es mucho mayor que la de un piezoelectrónico para un campo eléctrico 10 veces menor que el aplicado al piezoelectrónico que vibra en el modo elongación-contracción.

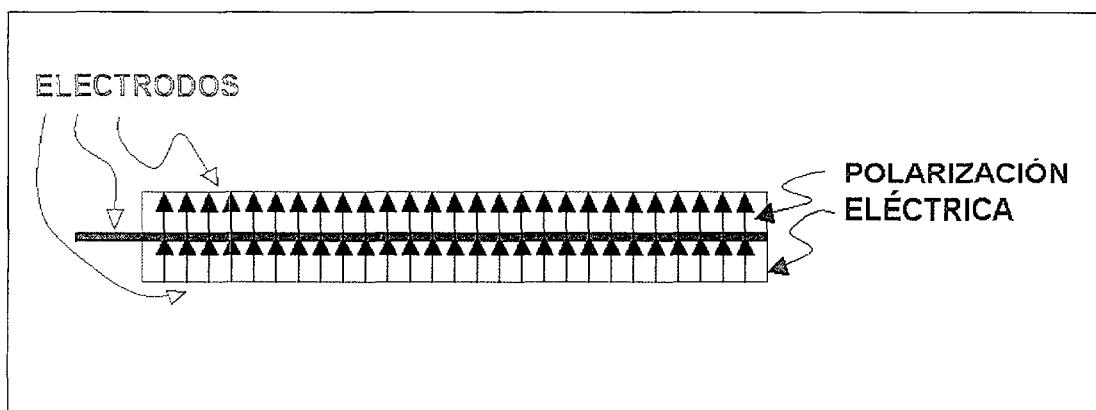
#### 4.2.1. Sensores con bimorfos comerciales

Los sensores del presente apartado consisten en un bimorfo comercial como elemento piezoeléctrico inductor de las tensiones mecánicas y cintas de Metglas con diversos recocidos, o una capa de material amorfo magnético crecida sobre una de las superficies del bimorfo, como transductor magnético.

Los sensores con interfaz viscosa consisten en una cinta de Metglas y un elemento piezoeléctrico, sea un bimorfo, sea una lámina de PVDF que se adhieren vía el pegamento viscoso.

Con una interfaz rígida se consigue una transmisión muy eficiente pero se crean tensiones mecánicas en la cinta amorfa. El problema de las tensiones mecánicas se resuelve empleando un pegamento viscoso siempre y cuando el periodo de la vibración sea inferior al tiempo de relajación de la interfaz. La viscosidad ha de ser suficientemente alta como para asegurar la transmisión pero lo suficientemente baja como para que no amortigüe demasiado la vibración del piezoeléctrico y desde luego, que no se creen tensiones mecánicas en el magnetostrictivo. Además, el valor de la viscosidad ha de variar lo menos posible en el rango dinámico de temperatura del sensor y en general, en las condiciones ambientales en las que trabaje. Por esta razón se escoge el Bálsamo de Canadá.

Los materiales bimorfos consisten en dos piezoeléctricos acoplados con tres electrodos: dos de ellos sobre las superficies libres de cada uno de los piezoeléctricos y el otro, entre los dos, siendo este electrodo común a los dos piezoeléctricos. Los piezoeléctricos son cerámicas (Titanato de Bario) y están crecidos de manera que su polarización es paralela al lado más corto del paralelepípedo y del mismo sentido (Figura 4.2-11). Concretamente los bimorfos empleados admiten una diferencia de potencial de hasta 150V y su rango dinámico de temperaturas es desde -25°C hasta 70°C.



**Figura 4.2-11. Polarización del bimorfo.**

Un sistema de dos piezoeléctricos acoplados trabaja en flexión, en vez de en elongación-contracción si se polarizan los piezoeléctricos de forma adecuada.

Entre los bimorfos disponibles, se escogió el de dimensiones: 60mm de longitud, 20mm de anchura y 0.06mm de espesor para los sensores, ya que tenía la frecuencia de resonancia más baja y presentaba el caso más favorable de cara a la miniaturización. A continuación se caracterizan los modos de vibración de este bimorfo.

Llamamos conexión en serie del bimorfo a la conexión eléctrica (Figura 4.2-12a) en la que se aplica una tensión eléctrica entre las superficies libres del bimorfo ya que, en esta situación, los dos piezoelectrinos se disponen en el circuito en serie. Y conexión en paralelo a la conexión (Figura 4.2-12d) que establece una diferencia de potencial entre las dos superficies libres y el electrodo central. Por último, se estudia el caso en el que se polariza un solo piezoelectrino: el superior: Figura 4.2-12b o el inferior: Figura 4.2-12c.

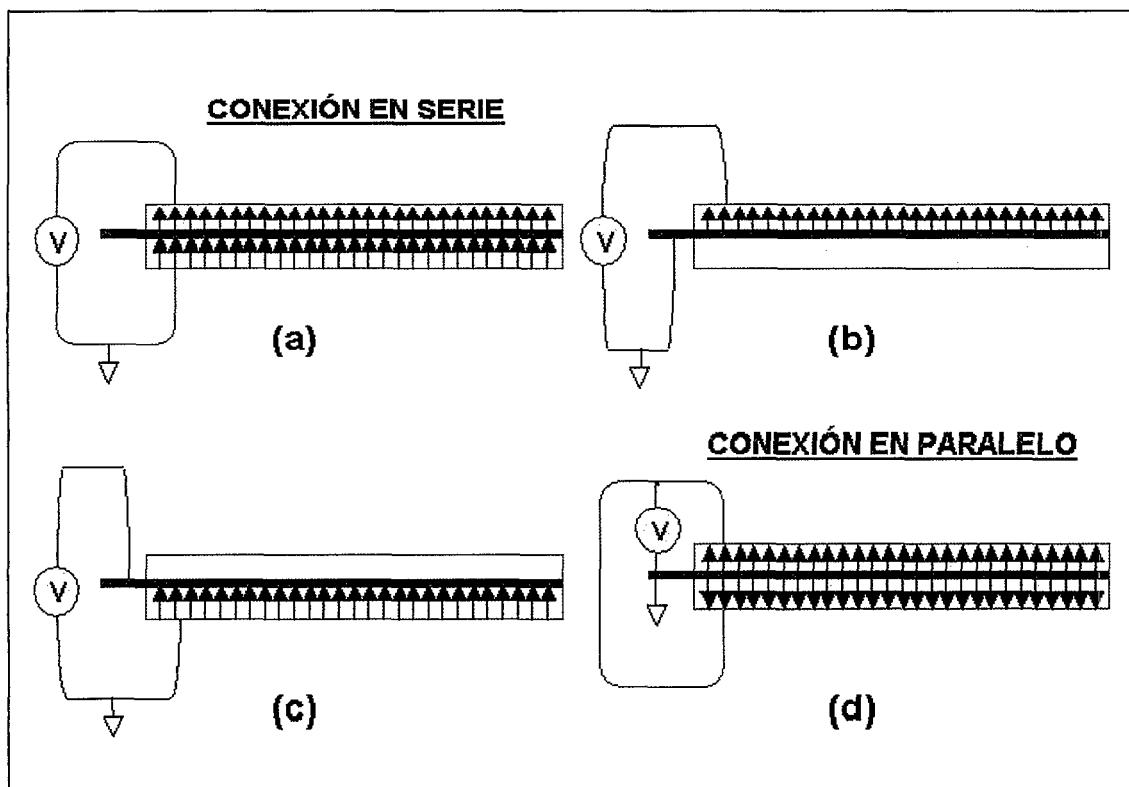


Figura 4.2-12. Conexiones posibles del bimorfo.

Cuando el bimorfo se conecta en serie vibra en el modo de elongación-contracción a modo de piezoelectrino. Aunque se podría fijar una misma tensión eléctrica para cada piezoelectrino, para evitar una deformación mayor en un piezoelectrino que en otro debido a posibles inhomogeneidades de la cerámica o una ligera diferencia de espesor entre ambos, la tensión se aplica entre las dos superficies libres. De este modo, el campo es uniforme en el espesor del bimorfo. La diferencia entre este caso y el de un piezoelectrino consiste en que en un bimorfo, el electrodo central supone una discontinuidad a la transmisión piezoelectrónica, por lo que como se verá más adelante, el modo de vibración no es elongación contracción pura.

## PANDEO DE UN BIMORFO CONECTADO EN PARALELO

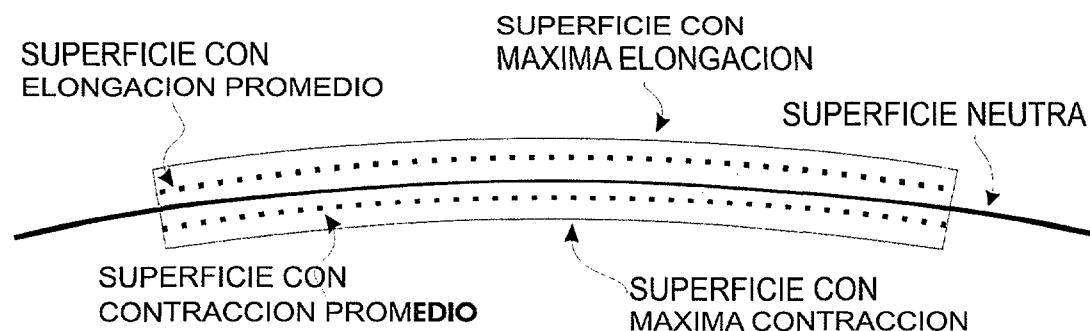


Figura 4.2-13. Sección de un bimorfo pandeado conectado en paralelo.

Cuando el bimorfo se conecta en paralelo, vibra en modo de flexión. En toda flexión pura, hay un gradiente de deformación. En la Figura 4.2-13 se muestra una sección longitudinal de un paralelepípedo flexionado. La superficie neutra, superficie que no sufre deformación, divide al cuerpo en dos mitades iguales. Las superficies paralelas a la superficie neutra, por encima de la misma, experimentan una elongación tanto mayor cuanto más se acercan a la superficie libre superior, mientras que las superficies que quedan por debajo del mismo, experimentan una contracción que es máxima en la superficie libre inferior del bimorfo. Entre la superficie neutra y la superficie superior y equidistante de ambas, hay una superficie que experimenta la deformación que experimentaría un único piezoelectrónico cuando se le aplica el mismo campo que se ha aplicado al piezoelectrónico superior del bimorfo. Lo mismo ocurre en la mitad inferior. En definitiva, cada piezoelectrónico experimenta en promedio la misma deformación que experimentaría si estuviera aislado, pero esta deformación no es uniforme sino que hay un gradiente de deformación a lo largo del espesor. Este análisis cualitativo explica el por qué de las grandes deformaciones que tienen lugar en la superficie cuando se emplean bimorfos.

En las Figuras 4.2-12 b y c se aplica la tensión únicamente a uno de los piezoelectrónicos de modo que al vibrar, se produce un ligero efecto de pandeo. Este pandeo es un estado intermedio entre el caso de la conexión en serie y el de la conexión en paralelo. En esta situación, en la que el campo eléctrico sólo polariza a uno de los piezoelectrónicos, el piezoelectrónico excitado no es libre para deformarse sino que tiene una superficie, la superficie común con el otro piezoelectrónico, que no se deforma apenas. La distribución de la deformación es la siguiente:

- En el piezoelectrónico con campo eléctrico hay una superficie que experimenta la deformación de un piezoelectrónico libre con el mismo campo eléctrico.
- La superficie libre del piezoelectrónico excitado experimenta una deformación mayor a la que experimentaría un piezoelectrónico libre pero menor que en el caso anterior, la conexión en paralelo y excitación en contrafase (Figura 4.2-14).

- En el piezoelectrónico sin excitar hay una superficie que no se deforma y
- En el piezoelectrónico no excitado, desde la superficie sin deformar hasta el otro piezoelectrónico la deformación es del mismo signo que la del piezoelectrónico excitado mientras que desde la superficie sin deformar hasta la superficie libre, la deformación tiene signo contrario.

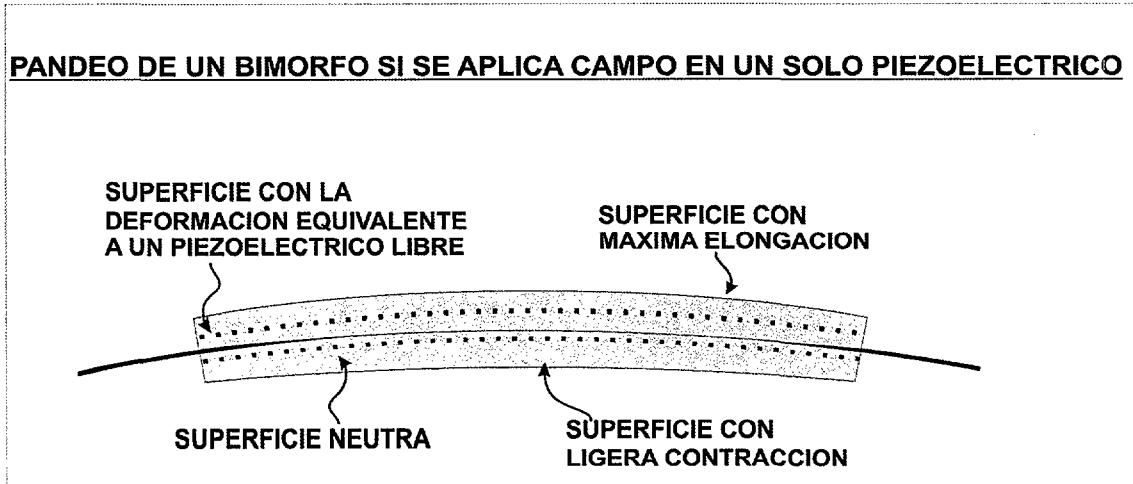


Figura 4.2-14. Sección longitudinal de un bimorfo al que sólo se ha aplicado campo al piezoelectrónico superior.

En definitiva, si se conectan los piezoelectrónicos en paralelo, con el mismo campo eléctrico se consiguen deformaciones superficiales mayores. Además, se verá a continuación que la contribución del momento de inercia de las secciones transversales girando en torno al eje de intersección entre la propia sección y la superficie neutra, dará lugar a una frecuencia de resonancia más baja para los modos de flexión que para el modo de elongación-contracción.

Para caracterizar la vibración de forma cuantitativa se emplean galgas extensiométricas en montaje de puente de Wheatstone a través del efecto cruzado que relaciona el cambio de la resistencia eléctrica con la deformación.

Las galgas extensiométricas resistentes son transductores que experimentan un cambio en su resistencia cuando se deforman.

La sensibilidad a la deformación de una galga es el cociente entre la deformación y la variación relativa de la resistencia y es función del hilo conductor.

Las galgas empleadas son una aleación de Cu-Ni, de 2mm de longitud para medir la deformación en un elemento pequeño de la superficie del bimorfo. Posteriormente se calcula la deformación en el resto de la superficie con la curva de deformación obtenida teóricamente. Esta aproximación está justificada porque la deformación es muy uniforme. La resistencia de las galgas es  $120 \pm 0.5\% \Omega$ , y de un factor de galga de 2. Se trata de galgas impresas porque al ser más delgadas, son más flexibles, se adhieren mejor y presentan mayor fiabilidad puesto que la superficie sensora es mayor. En las galgas impresas, el hilo se dispone formando una rejilla. Para evitar medir la deformación en los tramos perpendiculares a la deformación que se pretende medir, se aumenta la sección del hilo en estos tramos.

Como las medidas que se van a realizar son dinámicas, también hay que tener en cuenta que las dimensiones de la galga no sean del mismo orden de magnitud que la longitud de onda de la vibración, ya que esto podría dar lugar a una imprecisión considerable. Por esta razón se emplea este método para caracterizar la respuesta del bimorfo de mayor superficie, porque en este, la frecuencia de resonancia ha de ser menor que en los otros, y por lo tanto, la longitud de onda mayor. Mucho mayor que las dimensiones de la galga.

También hay que considerar la dependencia de la resistencia de la galga con la temperatura. Hay fundamentalmente tres efectos térmicos a tener en cuenta:

- El coeficiente de temperatura del factor de la galga. En las galgas empleadas, el coeficiente de temperatura del factor de la galga es  $\pm 0.015\text{ }^{\circ}\text{C}$ .
- La existencia de una fuerza electromotriz por cada unión de distintos materiales (esto ocurre en las soldaduras, por ejemplo).
- La diferencia de coeficientes de dilatación cúbica del material cuya deformación se pretende medir y el material que compone la galga ya que si el material a medir presenta un coeficiente térmico mayor y se dilata, la galga mide esta dilatación como parte de la deformación.

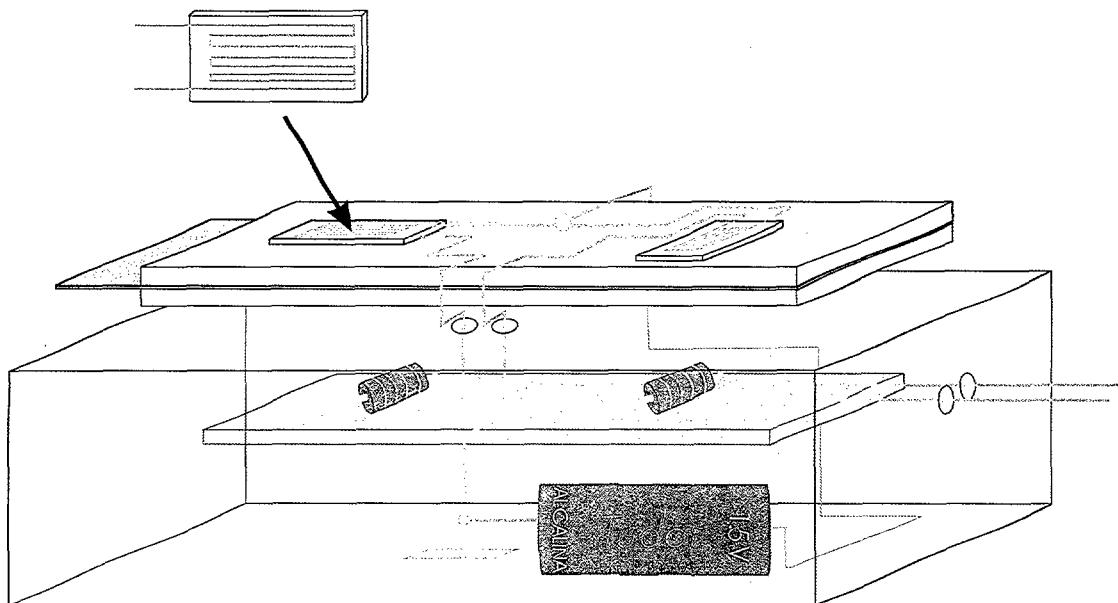
Para compensar todos estos efectos, se puede recurrir a una galga pasiva. Una galga pasiva es una galga que se monta en el circuito y que aunque está apoyada en el material a medir y experimenta todos los efectos debidos a la temperatura, no se deforma. Pero en este caso, en el que se mide deformación en condiciones dinámicas, es más aconsejable emplear una galga perpendicular a la primera adherida a la superficie.

La respuesta en resistencia es de pequeña señal y desequilibrio inicial. Es decir, medir la pequeña variación de la resistencia que produce la deformación a la galga directamente no es un problema trivial, sino que requiere de una circuitería electrónica para acondicionar la señal. En medidas resistivas el montaje más comúnmente empleado es el puente de Wheatstone.

Un puente de Wheatstone se compone de dos divisores de tensión conectados en paralelo: la rama A y la rama B. Aunque hay muchas variantes del puente de Wheatstone, nos centramos en la variante en la que hay una sola resistencia variable, la galga de medida. Sea  $R_1$  la galga longitudinal y  $R_3$  la transversal. Las otras dos resistencias se buscan del mismo valor y con la menor tolerancia posible: 0.1% para tener el mínimo error en la medida.

La tensión de salida es función de la tensión de alimentación:  $V_{cc}$ , del coeficiente de Poisson,  $\nu$  y de la resistencia  $R$  y la variación de la resistencia que experimenta la galga con la deformación  $\Delta R$  a través de la siguiente expresión:

$$V_{out} = \frac{(1+\nu)\Delta R}{4R + 2(1-\nu)\Delta R} V_{cc} \quad (4.2.40)$$



**Figura 4.2-15. Montaje en puente de Wheastone de las galgas extensiometrías en la superficie del piezoeléctrico.**

Que la señal de salida del puente sea de baja intensidad la hace especialmente susceptible de ser contaminada por otras señales de mayor intensidad del entorno. Con el fin de eliminar todo ruido inducido se aísla el circuito en puente de Wheastone en una caja de cobre y se alimenta con baterías. La caja de cobre sólo tiene un pequeño agujero para sacar los hilos de la salida del puente, que se llevan a un amplificador detector en fase, lock-in. El bimorfo con las dos galgas se sujeta por el electrodo central a un soporte de plomo para que no se mueva. Un esquema del montaje de medida puede verse en la Figura 4.2-15.

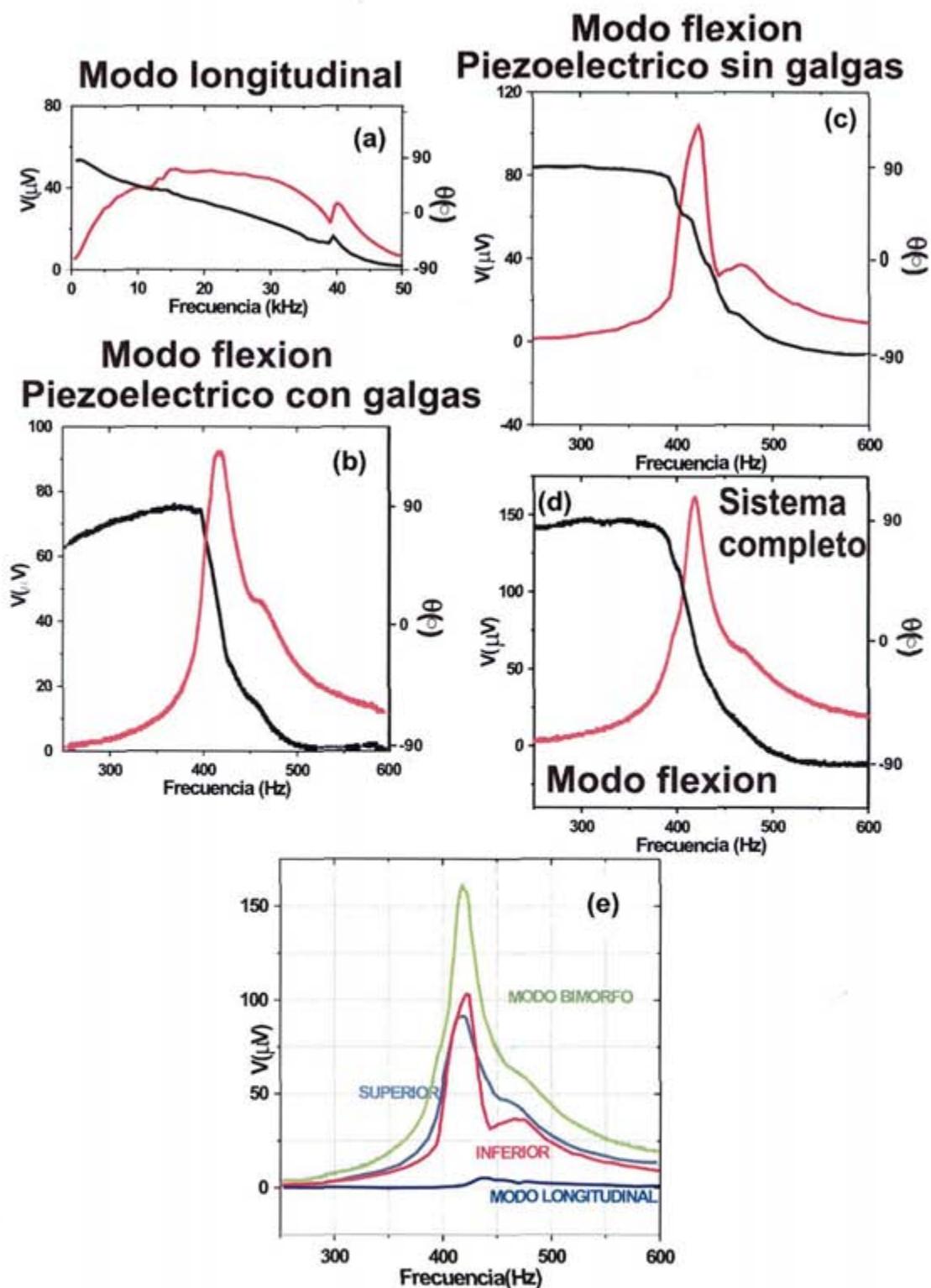


Figura 4.2-16. Amplitud y fase de la vibración.

Las medidas consisten en un barrido en frecuencia en los distintos modos para localizar la resonancia en cada caso y medir la amplitud de la deformación. Los resultados se muestran en la Figura 4.2-16.

En la primera gráfica (Figura 4.2-16a) se puede ver que en el modo piezoeléctrico, la máxima deformación tiene lugar en torno a 20 kHz. La curva está muy ensanchada como consecuencia del amortiguamiento que supone el electrodo central. El cambio de la fase señala la banda de resonancia.

Las gráficas de las Figura 4.2-16b y c representan las deformaciones del modo de flexión cuando sólo uno de los piezoeléctricos se excita. En la primera se excita el mismo piezoeléctrico en el que se adhieren las galgas y en la segunda se excita un piezoeléctrico y se ve la respuesta en el otro. Estas gráficas ratifican la explicación cualitativa anterior: el piezoeléctrico excitado transmite la flexión al otro piezoeléctrico a través de la superficie común. Ambos piezoeléctricos presentan en promedio la deformación que les correspondería si estuvieran libres. La amplitud de la deformación de la superficie en el punto donde se sitúa la galga es de 105  $\mu\text{V}$  en el primer caso y 92  $\mu\text{V}$  en el segundo.

En la siguiente gráfica (Figura 4.2-16d) se representa la vibración del bimorfo conectado en paralelo, en el que los dos piezoeléctricos se excitan en contrafase. La amplitud en este caso triplica la de la conexión en serie (más de 160  $\mu\text{V}$ ).

La frecuencia de resonancia del sistema en el modo flexión está en torno a 440 Hz en los tres casos, unas 45 veces menor que la del mismo sistema vibrando en el modo elongación-contracción. Como se ha explicado anteriormente, que las frecuencias de resonancia en el modo flexión sean menores que las del modo elongación-contracción se debe a la implicación del momento de inercia en el movimiento.

El pico de resonancia en el modo flexión es bastante más estrecho (con una anchura a media altura de unos 40Hz) que el de la resonancia en el modo elongación-contracción. Este mayor factor de calidad se debe a que en el caso de la vibración a flexión, el electrodo central opone menos resistencia al movimiento debido a que su momento de inercia, definido en la ecuación 4.2.21, es muy pequeño.

En la última gráfica (Figura 4.2-16e) se han superpuesto todas las amplitudes anteriores de la vibración en flexión para compararlas fácilmente. La curva de menor amplitud se corresponde con la conexión en serie. La pequeña resonancia que presenta se debe a la excitación del modo de flexión, que tiene lugar porque el electrodo intermedio de cobre, se opone a la vibración.

Las conclusiones que se extraen de las gráficas de la Figura 4.2-16 y del cálculo teórico comparativo de los modos elongación-contracción y flexión son las siguientes:

- La deformación que experimentan las caras de un bimorfo cuyos piezoeléctricos se conectan en paralelo es tres veces mayor que la correspondiente a la conexión en serie, siendo este resultado del mismo orden de magnitud que el obtenido teóricamente.
- La frecuencia a la que tiene lugar la resonancia mecánica del sistema conectado en paralelo es dos órdenes de magnitud menor a la frecuencia del sistema conectado en serie y está de acuerdo con la frecuencia fundamental calculada a partir de la ecuación 4.2.37.

- Dado que el electrodo central opone menos resistencia a la flexión que a las elongaciones y contracciones, el factor de calidad de la resonancia en el modo flexión es mucho mayor.
- Se puede hacer un cálculo sencillo para la conversión de tensión eléctrica en el puente de Wheatstone a deformación experimentada por la superficie donde se adhieren las galgas extensiométricas, ya que la elongación de la galga es la misma que la del propio bimorfo salvo las pérdidas por transmisión de la interfaz. Para una variación de la tensión de  $160\mu\text{V}$ , la deformación del elemento de 2mm de longitud situado a una distancia de 3cm del punto fijo es  $6.4 \cdot 10^{-4}$  cuando la tensión aplicada a cada piezoelectrónico es de 1V. Esto es, en la cara del bimorfo la deformación para los puntos entre el punto fijo y la línea transversal que dista 3cm del mismo es superior al 0.1% (gráfica 10d) siendo máxima en el punto fijo con una deformación del 2% aproximadamente cuando el potencial eléctrico aplicado es 1V.
- Corrigiendo el valor calculado para una tensión eléctrica de 1V, se puede ver que se ha perdido un 68% de la deformación del bimorfo.

A pesar de las pérdidas, el resultado es positivo porque las deformaciones que tienen lugar cuando se aplican los mismos campos eléctricos a materiales piezoelectrónicos vibrando en el modo elongación-contracción son mucho menores. Y para obtener deformaciones de este orden de magnitud hace falta aplicar campos eléctricos mayores, no logrando en cualquier caso eliminar la histéresis del sensor.

Además, las deformaciones tienen una magnitud suficiente como para inducir grandes anisotropías transversales en el material que lo llevan a la saturación. Hay que recordar que la magnetostricción de los materiales empleados es del orden de  $10^{-5}$ .

Utilizando bimorfos con sus piezoelectrónicos conectados en paralelo, se trabaja en dos líneas de sensores: los sensores que tiene como núcleo magnético una cinta comercial de Metglas y los que tienen como núcleo un material depositado sobre una cara del bimorfo mediante pulverización catódica. A continuación se describen los sensores que emplean cintas amorfas de Metglas distinguiendo en función del material magnetostriactivo empleado y del tratamiento magnético que se ha dado al mismo. A los sensores con amorfo magnético depositado se les dedica el apartado 4.2.1.2 dada su relevancia.

#### 4.2.1.1. Sensores con cintas amorfas comerciales

El modo más inmediato de fabricar un sensor con el bimorfo consiste en unir una cinta de un material magnetostriactivo de alta magnetostricción sobre él con una interfaz viscosa fina que transmita la deformación del bimorfo al magnetostriactivo de forma eficiente. La cinta amorfá Metglas 2605 SC, de composición  $\text{Fe}_{80}\text{B}_{20}$ , imanación a saturación,  $M_s=1.61\text{T}$ , y bajo campo coercitivo, tiene una magnetostricción:  $\lambda_s=30 \cdot 10^{-6}$ . Además al no tener Cobalto, la anisotropía cristalina es menor que la de otras cintas amorfas de las mismas características pero ricas en Cobalto, y la inducción de otras anisotropías es más fácil. La tensión crítica, disminuye, de acuerdo con el apartado 4.1, por lo que la sensibilidad debe mejorar.

Las cintas amorfas suelen tener una anisotropía longitudinal inducida por el crecimiento, al doblarlas, se inducen defectos en las mismas y al cortarlas se inducen tensiones mecánicas inhomogéneas. Para evitar inhomogeneidades en las cintas y defectos que pudieran influir en el movimiento de las paredes magnéticas, las cintas se someten a diversos tratamientos de recocido:

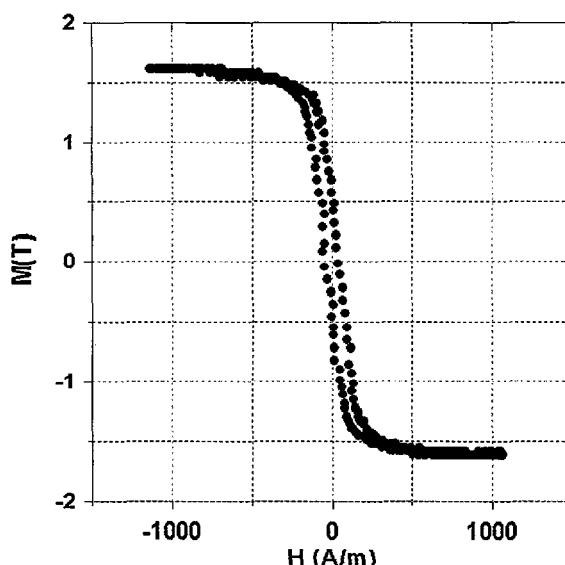
Por un lado, se recuecen muestras en un horno en presencia de un campo magnético longitudinal saturante y por otro, se recuecen haciendo pasar una corriente a su través. Estos tratamientos tienen por fin inducir una anisotropía bien definida, de modo que el efecto de la vibración mecánica sea variar el eje de anisotropía en una de las deformaciones (a tracción o a contracción dependiendo del signo de la magnetostricción del material). Como los efectos en los materiales son distintos, las características del sensor serán diferentes en ambos casos. A continuación se explican detalladamente ambos tratamientos, así como las respuestas de los sensores obtenidos.

#### 4.2.1.1.1. Recocido con campo magnético

El propósito de este recocido es simplemente, reducir el número de defectos e imperfecciones de la muestra, así como las tensiones inducidas en la muestra, generalmente distribuidas de forma inhomogénea. De este modo se reduce el campo coercitivo y se aumenta la permeabilidad.

Además, para conseguir la máxima sensibilidad, esto es, la máxima f.e.m. inducida para un campo dado aplicado en la dirección longitudinal de la cinta, se busca un ciclo de histéresis vertical con una permeabilidad alta, y constante para que el sensor sea lineal.

Por lo tanto, se recuece la cinta a una temperatura de 300 °C durante una hora, con un campo magnético saturante en dicha dirección longitudinal. El ciclo resultante puede verse en la Figura 4.2-17.



**Figura 4.2-17. Ciclo de histéresis de una cinta de Metglas 2605SC recocida con campo longitudinal a 300°C.**

Cuando el bimorfo comienza a vibrar, se induce una anisotropía variable en la cinta. La variación tiene la frecuencia de excitación del bimorfo y una constante de anisotropía de hasta  $6300\text{J/m}^3$  de magnitud. Cuando la superficie sobre la que se adhiere el material magnético está deformada a elongación, el eje fácil es paralelo al eje longitudinal, esto es, los dominios magnéticos tienden a orientarse paralelos a dicho eje. El ciclo de histéresis de la muestra cuando se imana longitudinalmente, en este caso tiene lugar por desplazamiento de paredes magnéticas.

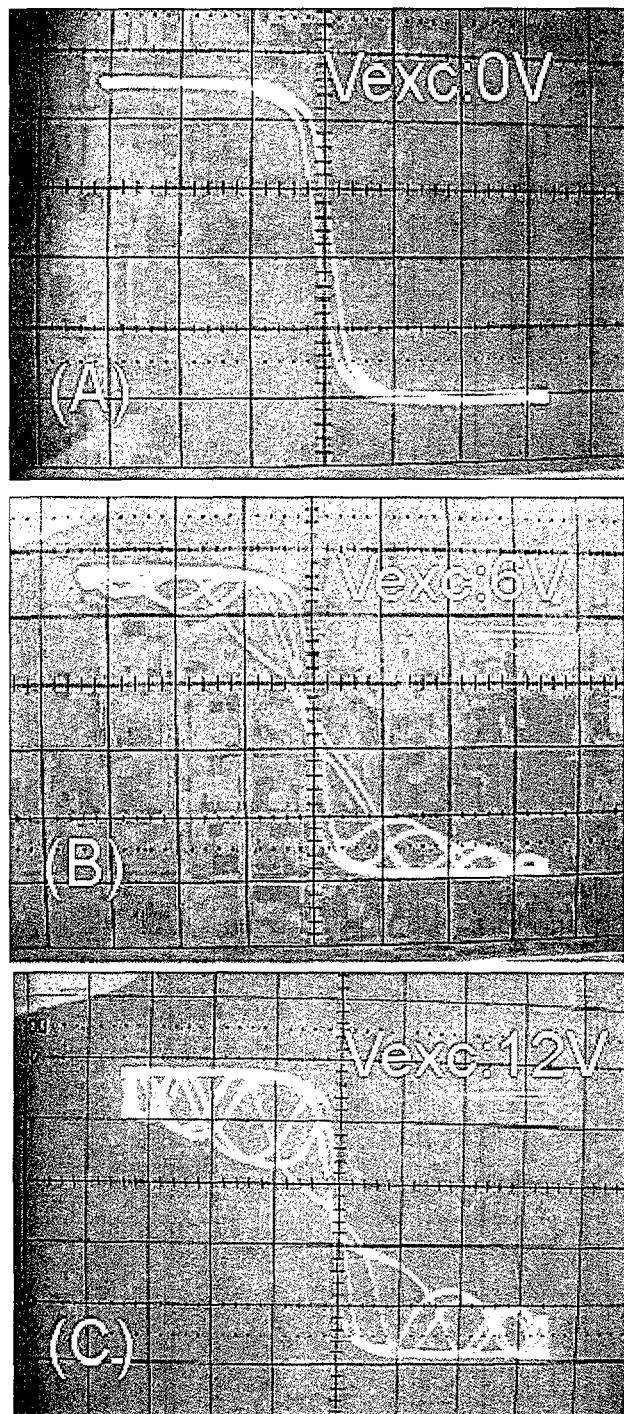


Figura 4.2-18. Deformación del ciclo de histéresis por efecto de la tensión aplicada al bimorfo.

Por el contrario, cuando la misma superficie se contrae, se induce un eje fácil transversal dominante sobre la anisotropía longitudinal original. Los dominios tienen sus espines alineados con dicho eje, por lo que, el ciclo de histéresis en este caso tiene lugar por rotación de los espines. De acuerdo con esto, el ciclo de histéresis longitudinal de la película de Metglas sobre el bimorfo cuando éste se excita a la frecuencia de resonancia es un ciclo que pasa de ser un ciclo por desplazamiento de paredes a un ciclo por rotaciones, es decir, de un ciclo recto y cuadrado cuando la cinta amorfá está estirada, a un ciclo inclinado cuando la cinta amorfá está contraída. Este efecto puede verse en la Figura 4.2-18, y también se ve que la separación entre los ciclos es tanto mayor cuanto mayor es el campo eléctrico aplicado a los piezoeléctricos.

Esta figura permite una fácil comprensión del fenómeno. Como ya se ha expuesto, la cinta amorfá magnetostriactiva está adherida a una de las superficies del bimorfo, que se excita con un campo eléctrico a la frecuencia de resonancia del sistema. Al aplicar un campo magnético en la dirección longitudinal, la cinta se imana, pero su imanación no es constante sino que oscila entre la imanación que le corresponde si la muestra sigue un proceso de imanación en el eje fácil, partiendo de una situación de dominios orientados paralelos al eje longitudinal de la muestra:  $M=H/N$ , y la imanación que le corresponde si la muestra sigue un proceso de imanación perpendicular al eje fácil, partiendo de un estado inicial de los dominios alineados con el eje transversal:  $M=\mu_0 M_s^2 H/2K$ , siendo  $K$  la constante de anisotropía inducida por las tensiones mecánicas inducidas en el movimiento vibratorio [19,20].

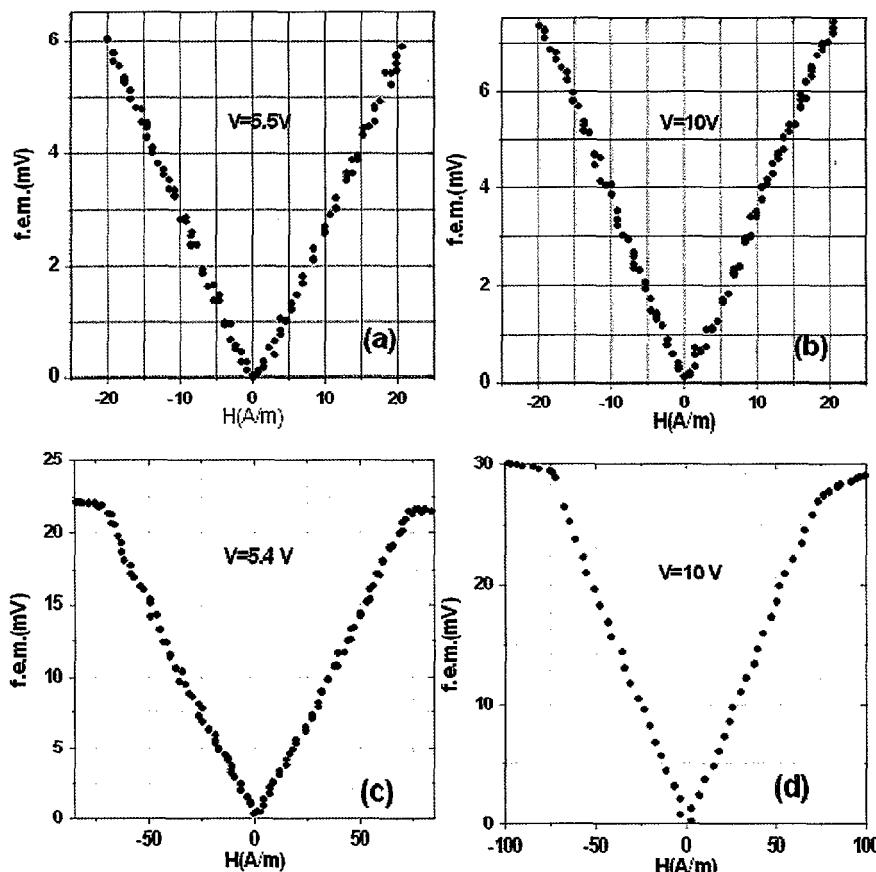


Figura 4.2-19. Respuesta del sensor frente al campo aplicado para excitaciones de 5 y 10V. Las figuras (a) y (b) muestran un detalle de la curva entorno a campo magnético 0 y las figuras (c) y (d) muestran todo el rango.

Para obtener la curva de respuesta del sensor se demodula la señal de salida del secundario con un amplificador lock-in referenciado a la señal de excitación del bimorfo.

En la Figura 4.2-19 se pueden ver las respuestas en tensión eléctrica (f.e.m.) correspondientes a los cambios de imanación que tienen lugar en la muestra como consecuencia del campo magnético externo aplicado para tensiones de excitación de 5.5 y 10V, esto es para campos eléctricos de 183V/mm y 333V/mm respectivamente.

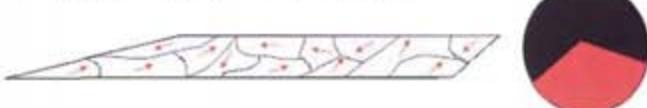
En esta figura, las gráficas a y c corresponden a la tensión de excitación de 5.5V: la primera muestra con detalle el vértice de la curva, para medir en ella la sensibilidad, mientras que la segunda muestra la curva con el rango total.

Las gráficas b y d muestran las curvas equivalentes para una tensión de excitación de 10V.

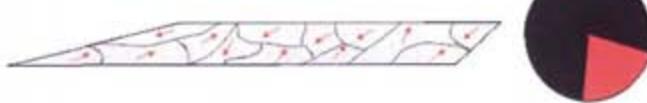
En el caso de excitación a una tensión de 5.5V, se puede distinguir el trazo de dos curvas distintas, y un ensanchamiento del vértice como consecuencia de la histéresis del sensor. Cuando el sensor se excita a 10V, la histéresis desaparece. El campo eléctrico aplicado, en este caso, es suficientemente alto como para proporcionar la energía suficiente para activar el movimiento de las paredes magnéticas.

### DISTRIBUCION DE LOS DOMINIOS EN EL MATERIAL MAGNETOSTRICTIVO

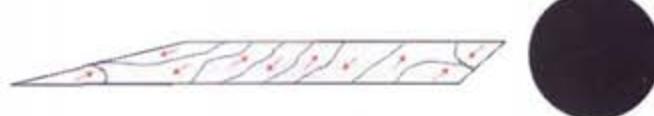
Para una tensión eléctrica  $V_1$ :



Para una tensión eléctrica  $V_2$ :



Para una tensión eléctrica  $V_3$ :



$V_1 < V_2 < V_3$

	<b>PROPORCIÓN DE DOMINIOS CON IMANACIÓN TRANSVERSAL</b> <b>RESTO DE DOMINIOS</b>
--	---

Figura 4.2-20. Relación entre la tensión de excitación y el porcentaje de dominios orientados en la dirección del eje fácil transversal instantáneo inducido por una contracción de la superficie.

La resolución, 200V/T en el primer caso y 320V/T en el segundo, también está muy ligada al campo eléctrico aplicado (como se vio al principio del capítulo) ya que cuanto mayor es éste, mayor es la tensión mecánica inducida, y por consiguiente, la anisotropía magnética. Esto es, conforme el campo eléctrico va aumentando, la proporción de dominios magnéticos alineados en la dirección transversal cuando la superficie del bimorfo se contrae, es mayor (Figura 4.2-20). Esta tendencia no es ilimitada sino que alcanza un máximo absoluto cuando todos los dominios en la contracción se alinean transversalmente. En la Figura 4.2-21 se muestra la f.e.m. inducida para un valor de campo magnético constante de 50A/m, en función de la tensión de excitación eléctrica. Para valores de tensión de excitación superiores a 35V, la f.e.m. se satura. Para esta tensión eléctrica, todos los dominios magnéticos, cuando el amorfó magnético se contrae, son paralelos a la dirección transversal.

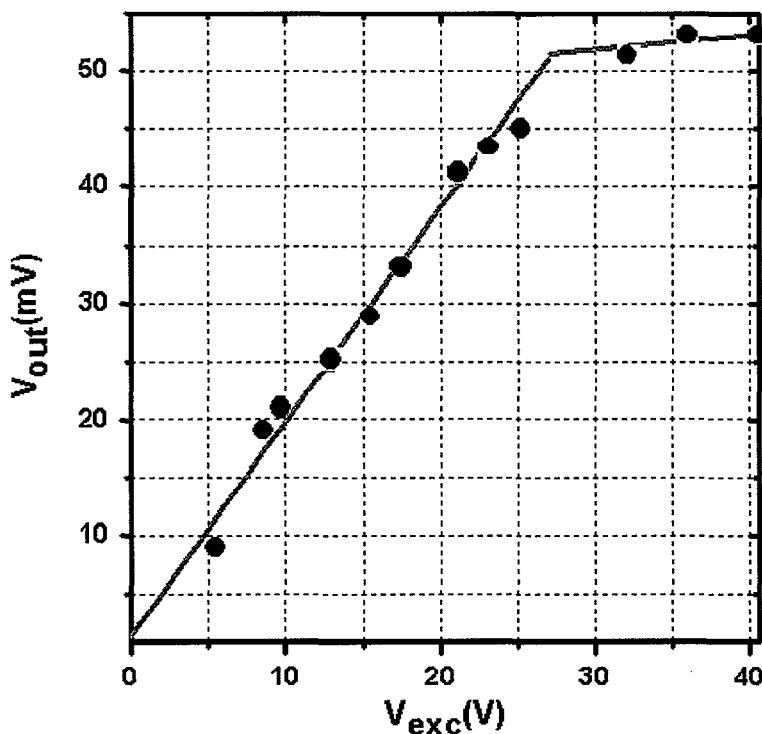


Figura 4.2-21. F.e.m. inducida en el secundario en función de la tensión de excitación del bimorfo.

El rango de campo magnético del sensor es  $\pm 75\text{A/m}$  o  $\pm 94\mu\text{T}$ . El mismo para las curvas c y d de la Figura 4.2-19 correspondientes a tensiones de excitación distintas, dentro del rango operativo de excitación eléctrica del sensor. Se puede seguir midiendo hasta la saturación de las cintas magnéticas pero la respuesta deja de ser lineal.

#### 4.2.1.1.2. Recocido con corriente

Como se ha visto en el apartado anterior, el recocido con campo magnético da lugar a un ciclo rectangular que presenta una zona de imanación por rotaciones. Esta es la causa directa del límite de rango lineal del sensor. Si en vez de un ciclo rectangular se pudiera partir de un ciclo con una permeabilidad constante hasta la saturación, se podría aumentar el rango de los sensores, aunque sea a expensas de una pérdida de sensibilidad si la anisotropía transversal inducida no es muy grande. Este es el objetivo del recocido con corriente.

Cuando se hace pasar una corriente continua por una cinta conductora, la cinta se calienta por efecto Joule. Este calentamiento es tanto mayor cuanto mayor es la resistencia de la cinta para una determinada corriente. Si suponemos una densidad superficial de corriente constante a través de la cinta, que tiene un espesor mucho menor que la anchura, tendremos además, una distribución de campo magnético en el espesor de la cinta, como se muestra en la Figura 4.2-22. De acuerdo con la Ley circuital de Ampère, el campo en el interior es proporcional a la distancia  $|z|$  del centro de la cinta, mientras que en el exterior decae con el inverso de  $|z|$ .

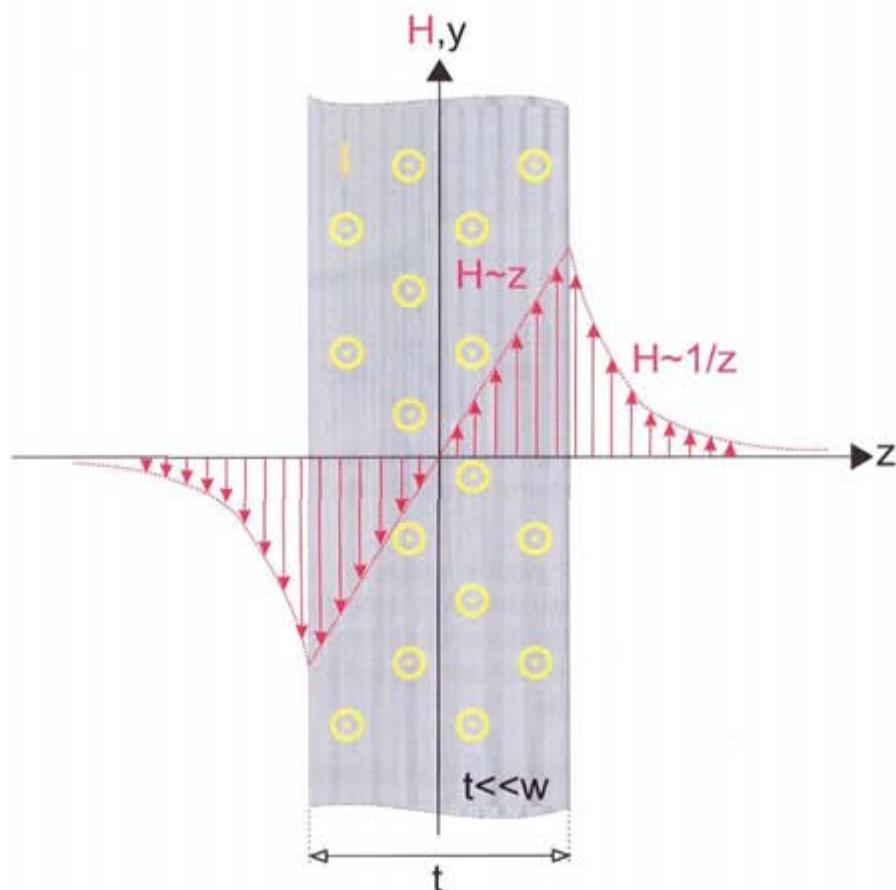
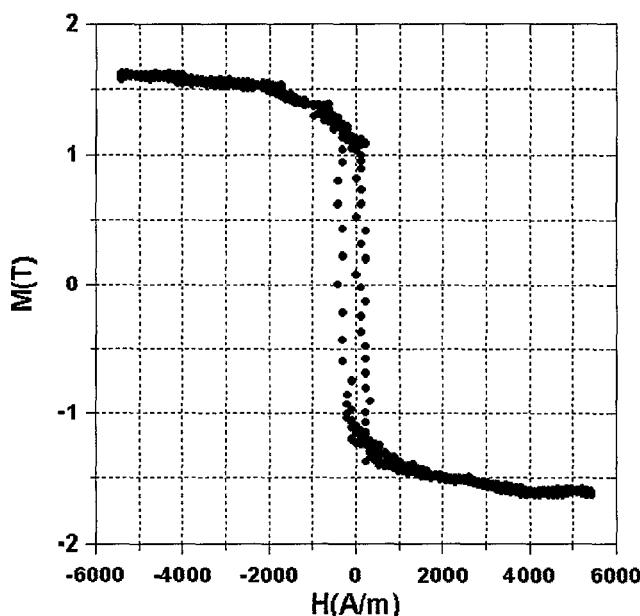


Figura 4.2-22. Campo magnético en el interior y exterior de una cinta ferromagnética por la que circula una corriente eléctrica  $I$ .

El efecto de pasar una corriente continua a través de la cinta, por lo tanto, es un recocido con campo transversal inhomogéneo en el espesor de la cinta. La anisotropía inducida en las superficies es máxima y en el centro de la cinta es nula.

Con este tipo de recocido, en el que se induce una anisotropía transversal en la mayor parte de la cinta, se favorece la orientación de los dominios en el eje transversal, de modo que al imanar en el eje longitudinal, el proceso de imanación es prácticamente en su totalidad por rotaciones.

Con un recocido de una hora haciendo pasar por la cinta una corriente de 1 A, el ciclo de histéresis de la cinta amorfa se transforma en el de la Figura 4.2-23. La cinta se ha endurecido y el ciclo es predominantemente de rotaciones, sin embargo, todavía presenta una pequeña parte central de imanación por movimiento de paredes. Es decir, la cinta presenta una anisotropía mixta. Parte de la cinta tiene anisotropía transversal y parte mantiene la anisotropía longitudinal.

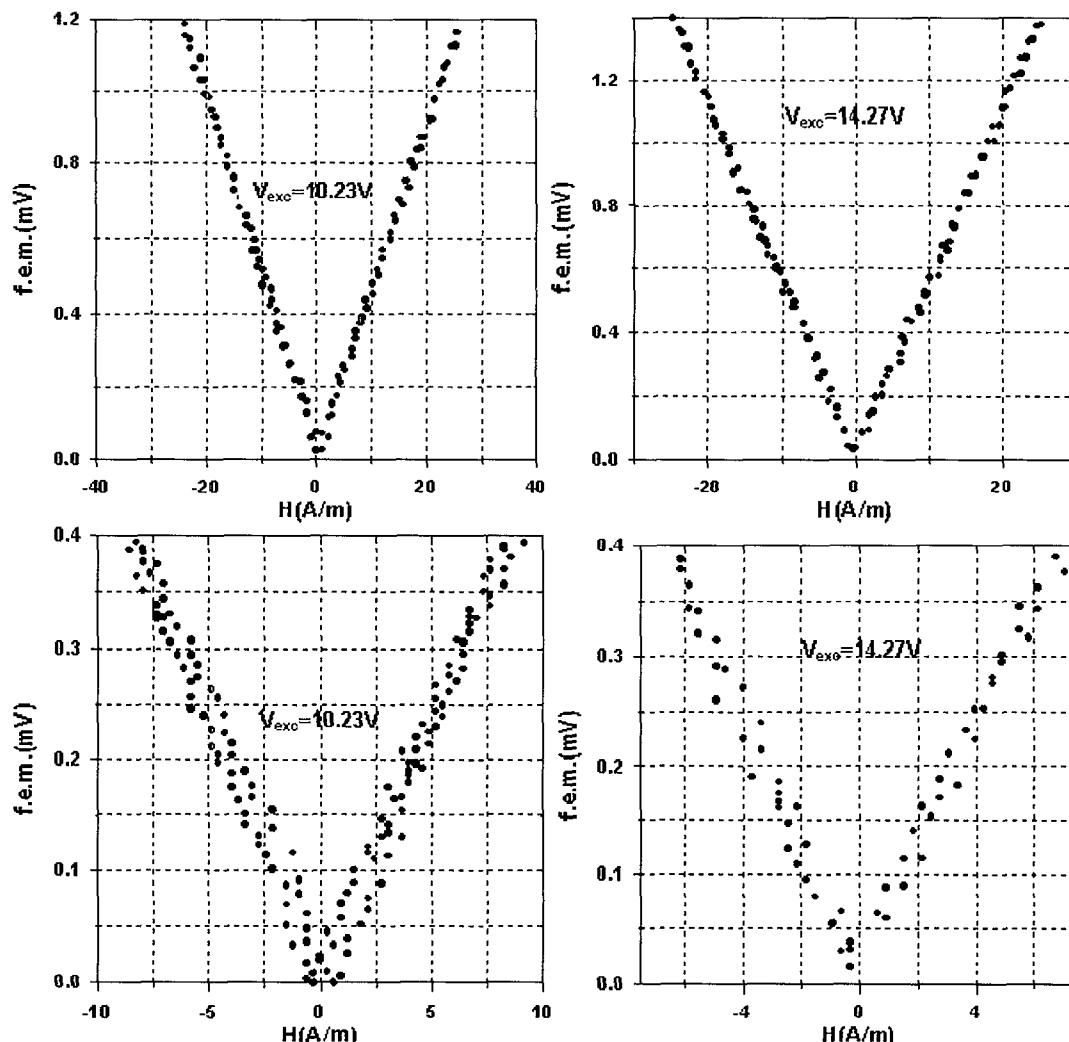


**Figura 4.2-23. Ciclo de histéresis de una cinta de Metglas 2605SC recocida con una corriente de 1A durante 1hora.**

La respuesta de este sensor puede verse en la Figura 4.2-24. Para la misma excitación que el sensor del apartado anterior, este sensor tiene menos sensibilidad: frente a la resolución de 320V/T que tiene el sensor recocido con campo cuando se excita a 10V de tensión eléctrica, el sensor recocido con corriente tiene 50V/T de resolución: seis veces menos sensible.

Esto es debido fundamentalmente a que la sensibilidad de estos sensores está muy ligada a la relación entre la anisotropía inducida en el crecimiento y la anisotropía inducida por las vibraciones: la sensibilidad es tanto mayor cuanto mayor sea la anisotropía inducida en el crecimiento, siempre que ésta sea menor o igual que la inducida por las vibraciones mecánicas. En las cintas recocidas en temperatura y con campo magnético, la anisotropía inducida es del orden de  $5000\text{N/m}^2$ , algo menor pero del orden de magnitud de la anisotropía inducida por las tensiones mecánicas en la vibración ( $6300\text{N/m}^2$ ), mientras que la anisotropía inducida en las cintas recocidas con corriente es del orden de  $500\text{N/m}^2$ , un orden de magnitud menor.

Al igual que en el caso anterior al aumentar la tensión de excitación la respuesta del sensor tiene mayor resolución: para una tensión de excitación de 14.27V, la resolución es de 52V/T. Sin embargo, en este caso, el campo eléctrico aplicado ha de proporcionar una anisotropía transversal al igual que en el caso anterior en las contracciones y una anisotropía longitudinal en las elongaciones para que el ciclo, que en ausencia de tensiones mecánicas es fundamentalmente por rotaciones, pase a ser, un ciclo por desplazamiento de paredes. En este caso, el campo aplicado se aprovecha de forma más simétrica.



**Figura 4.2-24. Respuesta de un sensor bimorfo-magnetostrictivo con una cinta de Metglas 2605SC recocida con corriente.**

Este sensor presenta más histéresis que el anterior: el recocido no sólo endurece el material aumentando el campo saturante sino que también aumenta el campo coercitivo del sensor. Aunque el campo eléctrico suministra energía para la activación del movimiento de las paredes, a diferencia del caso anterior, esta energía no es suficiente para eliminar el campo coercitivo y el sensor presenta una pequeña histéresis cuando se excita a 10 V:  $H_c < 1\text{A/m}$ . Hay que aumentar la tensión de excitación a 14.21V para que la histéresis desaparezca.

Este sensor, en definitiva, es un sensor con una relación señal ruido alta y con un rango lineal dinámico ligeramente superior al sensor anterior:  $\pm 90\text{A/m}$  o  $108\mu\text{T}$  (Figura 4.2-25). La fabricación del mismo es más sencilla pero sin embargo, la resolución es peor y el sensor presenta una pequeña histéresis para tensiones de excitación de 10V mientras que el sensor con amorfos recocido con campo, para esta tensión de excitación, ya no presenta histéresis [21].

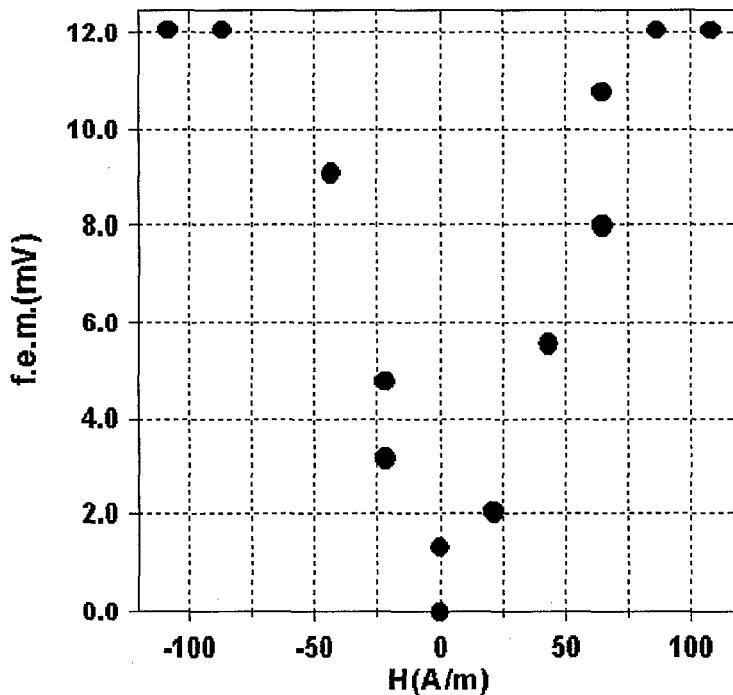


Figura 4.2-25. Rango dinámico del sensor bimorfo-magnetostriктивo con Metglas recocido con corriente.

#### 4.2.1.2. Sensores con material magnetostriктивo depositado sobre el bimorfo

Los sensores que se han descrito hasta ahora tienen como problema común la interfaz viscosa. La interfaz viscosa impide una buena transmisión de las tensiones mecánicas y resta repetitividad al sensor, ya que no es fácil igualar las capas de interfaz en todos los sensores, y el estado de la misma se deteriora con el tiempo.

El sistema ideal de sensor híbrido piezoelectrónico-magnetostriктивo debe eliminar la interfaz viscosa. En este apartado se combina la supresión de la interfaz, que es una mejora en potencia para estos sensores, y el empleo del bimorfo como material piezoelectrónico, porque como se ha visto en los apartados anteriores, los modos de flexión ofrecen mayor amplitud de deformación superficial para una misma tensión aplicada en los elementos piezoelectrónicos, que los modos de elongación-contracción. Para ello, se crecen distintos materiales magnéticos amorfos magnetostriктивos con técnicas diferentes sobre bimorfos.

#### 4.2.1.2.1. Deposición por *Sputtering*

El primer material que hemos crecido sobre los bimorfos, el amorfio  $\text{Fe}_{80}\text{B}_{20}$ , se crece por *sputtering*. El  $\text{Fe}_{80}\text{B}_{20}$  amorfo tiene una gran magnetostricción: en la cinta de Metglas de la misma composición, se ha medido una magnetostricción de saturación:  $\lambda_s=30\cdot10^{-6}$ , muy superior a la de otras cintas de características similares.

Dado que el Boro es de difícil manipulación, se recurre a la técnica de crecimiento partiendo del blanco de la composición deseada, y se fabrica un blanco de  $\text{Fe}_{80}\text{B}_{20}$ .

Los bimorfos comerciales empleados tienen un recubrimiento plástico aislante para proteger de cortocircuitos entre los electrodos. Dado que se pretende eliminar la interfaz, no tiene sentido dejar este recubrimiento, por lo que se disuelve, y se crece el material magnético sobre la propia superficie del electrodo. El resultado son capas de material amorfio con gran campo coercitivo:  $H_c=500\text{A/m}$  (como puede verse en la Figura 4.2-26), que puede responder al relieve de la capa que dificulta el movimiento de las paredes magnéticas, o a tensiones mecánicas durante el proceso de crecimiento o de enfriamiento.

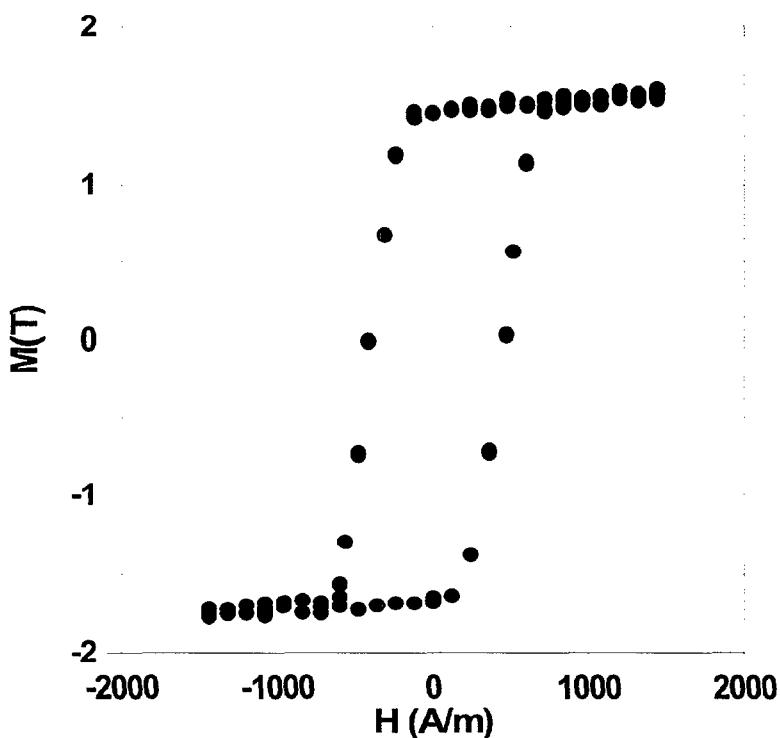


Figura 4.2-26. Ciclo de histéresis longitudinal de la película de  $\text{Fe}_{80}\text{B}_{20}$  crecida sobre el electrodo del bimorfo directamente.

Para suavizar la superficie del electrodo sobre el que se deposita el material magnetostrictivo, se barniza la superficie con una resina que se emplea para litografía, porque esta resina no desgasifica y no hay peligro de que se contamine la campana del *sputtering*. La ventaja de esta resina es que se puede controlar su rugosidad hasta

cierto punto mediante un proceso de centrifugado, después del cual, la resina se seca y mantiene la rugosidad obtenida en el proceso de centrifugado.

En el proceso de centrifugado, se sujetla muestra sobre una plataforma giratoria con un sistema de vacío. Como el bimorfo tiene una superficie rectangular, no se puede sujetar en ninguno de los soportes de los que se dispone: un soporte para muestras pequeñas con un orificio central conectado al sistema de vacío y otro soporte para muestras extensas que tiene un orificio central y un anillo concéntrico perforado estando ambos: circunferencia y anillo conectados al sistema de vacío. Los bimorfos salen despedidos del primer soporte al centrifugar y no es posible sujetarlos en el segundo porque el anillo sobresale por los lados menores del bimorfo. Para sujetar los bimorfos, se colocan sobre un vidrio de corning-glass de mayor superficie mediante una capa de resina previamente curada, que luego se disuelve con acetona, teniendo la precaución de que la acetona no disuelva también la resina de la otra superficie.

El centrifugado hace girar el bimorfo a una velocidad de 5000r.p.m. durante 5 minutos asegurando una rugosidad superficial de la resina menor que una centésima de micra. El secado se hace a una temperatura de 50 °C para que no se despolaricen los piezoeléctricos, durante 40 minutos.

Las capas de  $Fe_{80}B_{20}$  crecidas sobre la resina tienen campos coercitivos de unos 250A/m, la mitad que los que presentan las películas crecidas sobre el electrodo directamente. Aunque la interfaz no se ha eliminado completamente, se ha reducido mucho y se ha ganado en repetitividad del sensor porque sí es posible aplicar siempre la misma capa de resina centrifugando con el mismo programa el mismo tiempo.

A fin de eliminar posibles tensiones mecánicas se hace vibrar el bimorfo mientras se deposita el material magnetostriktivo. Para ello se diseña un sistema para transmitir la tensión de un generador de señal al interior de la campana, que se describe en el capítulo segundo. El bimorfo se excita a poca tensión a una frecuencia distinta de la resonancia porque a la frecuencia de resonancia se calienta mucho, y como los materiales piezoeléctricos son también piroeléctricos, se crean campos eléctricos tan elevados, que se llega a perforar el dieléctrico. El bimorfo se pone a vibrar poco antes de comenzar la deposición y se mantiene vibrando una vez acabada ésta para que no se induzcan tensiones al enfriarse. Este proceso no parece tener ningún efecto en cuanto al campo coercitivo se refiere, lo que sugiere que el límite inferior de campo coercitivo que se puede obtener por *sputtering* viene dado por el relieve de la superficie. Al ser películas tan delgadas reproducen fielmente la rugosidad del sustrato y el relieve de las películas engancha las paredes magnéticas cuando se desplazan, siendo necesaria la aplicación de un campo magnético.

También se intenta eliminar el problema del campo coercitivo creciendo otros materiales muy magnetostriktivos ( $\lambda_s=25\cdot10^{-6}$  siendo su imanación a saturación 1.5T) y que en volumen presenta campos coercitivos bajos (4A/m) como es el material comercial PERMENORM de VACUUMSMELZE pero los resultados son similares, el campo coercitivo de las películas crecidas por *sputtering* nunca es menor que 200A/m.

Los ciclos (Figura 4.2-27) parecen tener un eje fácil en el eje longitudinal pero no es así. La forma del ciclo es debida a la forma de la película, cuya longitud son 6cm y su anchura 2cm. Si se crece el material sobre un sustrato de forma circular se obtiene una película isótropa. Los campos en el interior de la campana no son suficientes como para crear una anisotropía en el  $Fe_{80}B_{20}$ . Incluso colocando imanes

durante el crecimiento es muy difícil crear un eje fácil en este material de tan alta magnetostricción y alto contenido en Boro.

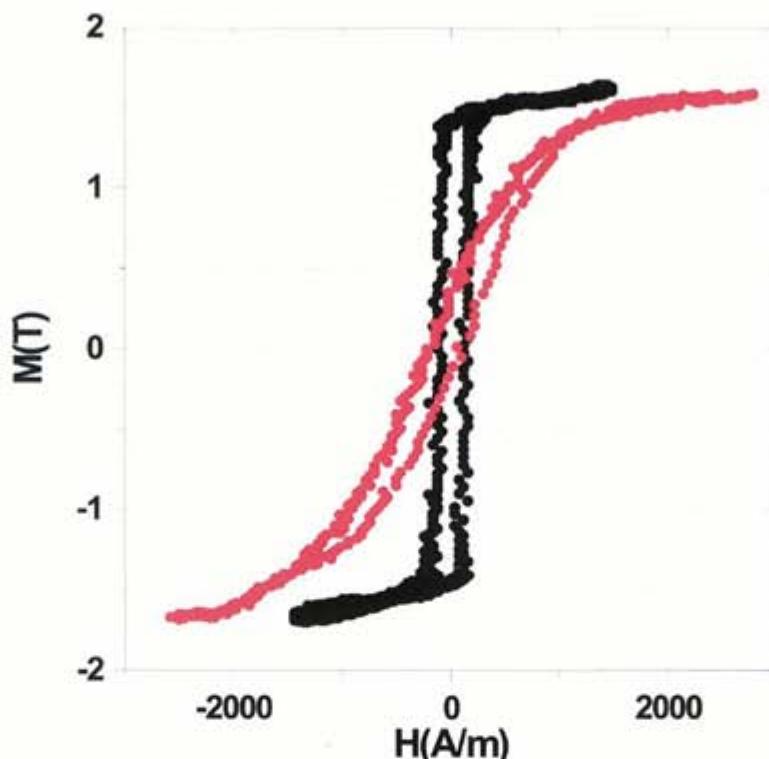


Figura 4.2-27. Ciclos longitudinal (en negro) y transversal (en rojo) de la película de  $\text{Fe}_{80}\text{B}_{20}$  crecida por *sputtering* sobre el bimorfo con resina.

Como las tensiones mecánicas tienen un carácter dominante frente a cualquier anisotropía que se induzca en el crecimiento, se crecen las muestras rotando los sustratos para evitar la inducción de anisotropía alguna. El dispositivo para rotar las muestras también se ha descrito en el capítulo segundo. Los ciclos longitudinal y transversal de una de estas películas crecida con una potencia de 100 W a un ritmo de crecimiento de 1  $\mu\text{m}/\text{h}$  durante 5 horas, se puede ver en la Figura 4.2-27.

Las medidas de este tipo de sensores para distintas tensiones de excitación se muestran en la Figura 4.2-28. Como ocurre en otros sensores descritos anteriormente, las prestaciones del sensor mejoran conforme aumenta la tensión de excitación: la sensibilidad aumenta y el campo coercitivo disminuye. La sensibilidad de estos sensores es muy alta (169V/T para una excitación de 25V, 498V/T para una excitación de 30V, 1019V/T para una excitación de 40V, 2787V/T para una excitación de 50V), dado que en este caso también se tiene una oscilación de la imanación como consecuencia de la vibración mecánica entre:  $M=H/N$ , y  $M=\mu_0 M_s^2 H/2K$ . Extrapolando la sensibilidad que tendrían los sensores híbridos bimorfo-Metglas 2605SC, cuya composición es precisamente  $\text{Fe}_{80}\text{B}_{20}$ , excitados a 25V se conseguiría aproximadamente una sensibilidad de 1855V/T. Como el espesor de la capa crecida por *sputtering* es 10 veces menor que la cinta de Metglas, se tiene una relación de 1.09 entre las sensibilidades a favor del sensor de Metglas.

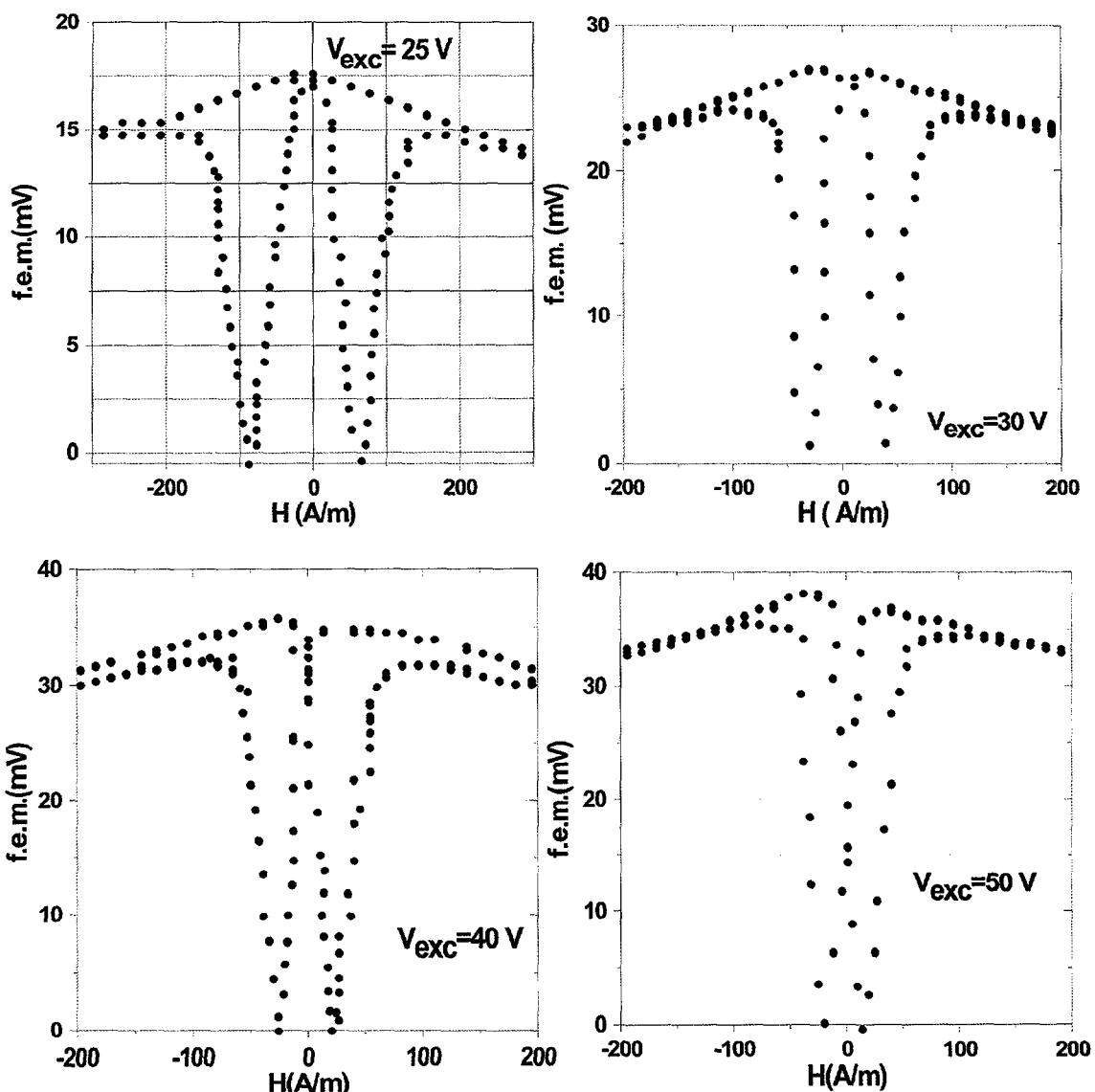


Figura 4.2-28. Curvas de respuesta del sensor híbrido bimorfo- $\text{Fe}_{80}\text{B}_{20}$  para distintas tensiones de excitación.

En cuanto a la histéresis del sensor, el sensor con la película crecida por *sputtering* necesita mucha tensión para eliminar la histéresis. En la Figura 4.2-29 se muestra la curva experimental obtenida de la histéresis del sensor en función de la tensión de excitación. En esta gráfica se observa que los datos siguen una tendencia exponencial decreciente. A expensas de romper un bimorfo, se sobrepasa momentáneamente la tensión de excitación máxima especificada para comprobar si se puede eliminar la histéresis. Las curvas de detalle a bajos campos excitando el bimorfo a 50V y a 60V se pueden ver en la Figura 4.2-30, donde se comprueba que a 60V la histéresis se elimina por completo. Que en este sensor haga falta tanta tensión para eliminar la histéresis mientras que en el sensor de Metglas la histéresis desaparece prácticamente para una tensión de excitación de 10V se explica también por la dificultad al movimiento de las paredes que supone el relieve de la película crecida por *sputtering*.

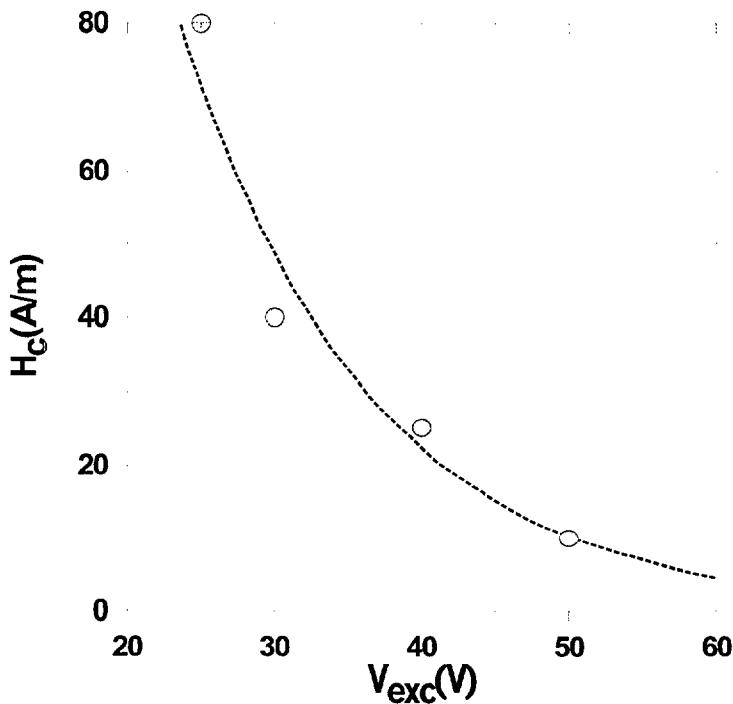


Figura 4.2-29. Campo coercitivo en función de la tensión de excitación para el sensor híbrido bimorfo- $\text{Fe}_{80}\text{B}_{20}$ .

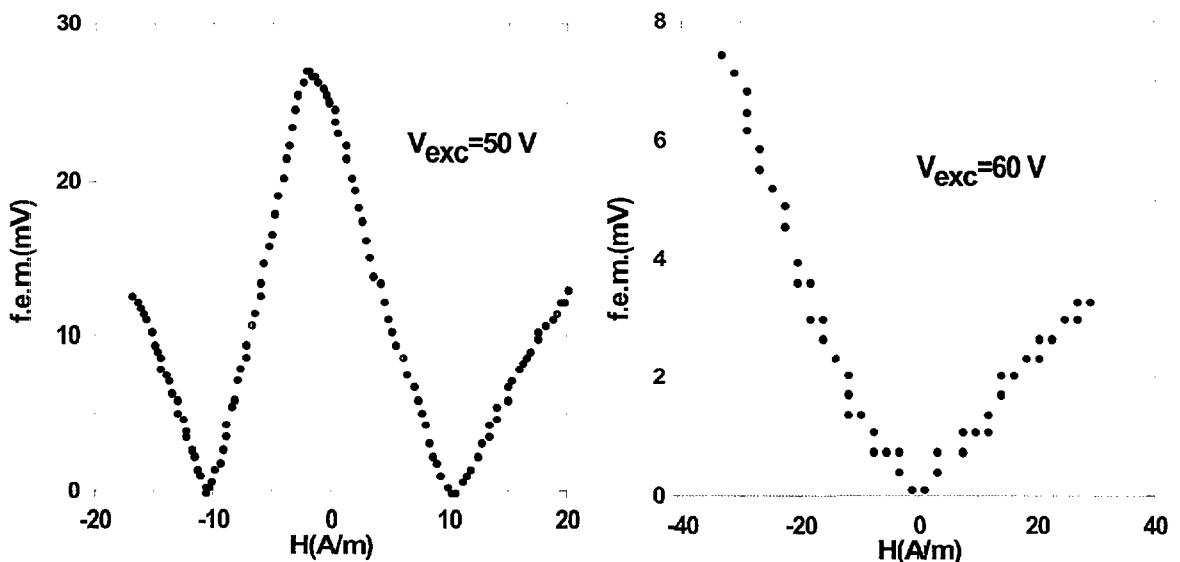


Figura 4.2-30. Detalle de las curvas de respuesta del sensor a bajo campo para excitaciones de 50 V y 60 V.

Como conclusión se extrae que las películas depositadas sobre el bimorfo han de tener un espesor mayor para obtener mayor sensibilidad y reducir la histéresis del sensor. Para obtener películas de mayor espesor, sin embargo, no es posible emplear el *sputtering* porque es una técnica de crecimiento muy lenta. Hay que recurrir a otras técnicas de crecimiento de películas más rápidas y que no impliquen un calentamiento excesivo del bimorfo para que éste no se despolarice.

#### 4.2.1.2.2. Deposición por Electrodepositación

Desde la década de los 80, el Grupo de Dispositivos Magnéticos ha trabajado en el estudio y control de las propiedades magnéticas de las aleaciones amorfas de Co-P fabricadas por electrodeposición. En trabajos previos desarrollados en el grupo se ha visto cómo es posible controlar la dirección del eje fácil de imanación de estas aleaciones durante el proceso de crecimiento [22]. Utilizando una densidad de corriente adecuada es posible conseguir aleaciones con anisotropía en el plano y muy bajo campo coercitivo [23]. Generalmente, estas aleaciones presentan magnetostricción negativa del orden de  $4\text{-}6 \times 10^{-6}$ .

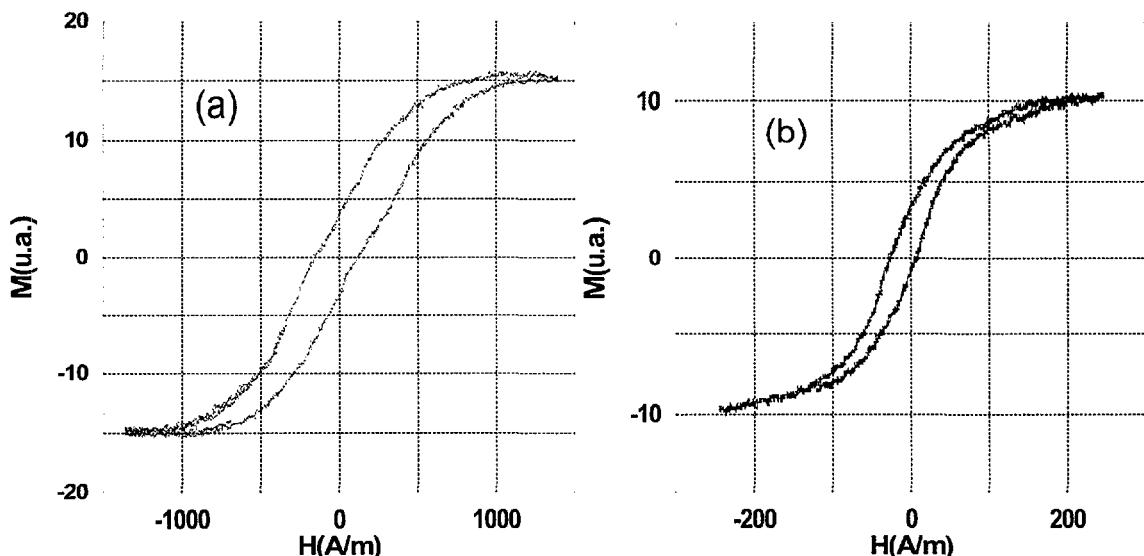
Empezamos creciendo sobre un bimorfo de  $3.8 \times 0.2 \text{ cm}^2$  una multicapa con anisotropía en el plano variando la densidad de corriente, y dos monocapas con anisotropía perpendicular.

La electrodepositación se realiza con el electrolito A de Cargill [24] a  $80^\circ\text{C}$ , utilizando un potenciómetro/galvanómetro Autolab PGSTAT-30 en modo de control de corriente. Como ánodo se utiliza una lámina de Co de 99.9% de pureza suministrada por GoodFellow.

Para las monocapas se utiliza una densidad de corriente constante. Una de ellas se crece con  $500 \text{ mA cm}^{-2}$  durante 1220s, obteniendo un espesor aproximado de  $50 \mu\text{m}$ . La superficie de esta monocapa es muy rugosa. Para la otra monocapa se utiliza una densidad de corriente de  $300 \text{ mA cm}^{-2}$  durante 2000s, obteniendo aproximadamente el mismo espesor. La superficie de esta muestra es mucho más lisa y brillante.

Para la multicapa se utiliza una densidad de corriente formada por pulsos. El primer pulso es de  $500 \text{ mA cm}^{-2}$  durante 244ms y el segundo de  $100 \text{ mA cm}^{-2}$  durante 1220ms. Estos dos pulsos se repiten sucesivamente 1000 veces, obteniendo una película de  $20 \mu\text{m}$  aproximadamente.

El ciclo de una de las monocapas se puede ver en la Figura 4.2-31(a). La película es muy dura. Se puede apreciar un cambio de pendiente pronunciado entre la parte central y la que corresponde a campos mayores que sugiere que a campos bajos dominan los procesos de imanación por rotación mientras que a campos mayores los procesos de imanación tienen lugar por desplazamientos de paredes. Cuando se observa el ciclo mientras vibra el bimorfo, no se ve efecto alguno porque la anisotropía es demasiado alta como para vencerla mediante la anisotropía magnetoelástica. La multicapa, cuyo ciclo mientras vibra el bimorfo, se muestra en la Figura 4.2-31(b), es mucho más blanda. A pesar de ser más blanda no se aprecia oscilación del ciclo como consecuencia de la vibración más que en las zonas cercanas a la saturación, en las que se observa un pequeño rizado. La anisotropía de esta película, aunque es menor que la de la monocapa es también muy alta como para vencerla al deformar la capa.



**Figura 4.2-31. Ciclo de histéresis de una de las monocapas de CoP (a) y de la multicapa (b) depositadas sobre bimorfo.**

Los sensores híbridos piezoelectrónico o bimorfo-magnetostrictivo funcionan siempre que la anisotropía magnetoelástica inducida por las tensiones mecánicas sea dominante frente a las anisotropías de otro carácter del elemento magnetostrictivo. En los sensores con cintas o películas de FeB crecidas, muy magnetostriactivas, esto se cumple porque la anisotropía de éstas es muy pequeña o nula y la constante de anisotropía efectiva debida a las tensiones muy alta porque la magnetostricción también lo es. En cambio, en los compuestos de Co, la anisotropía inducida en el crecimiento es mucho mayor que la anisotropía que pueda inducirse mediante tensiones mecánicas, que no es tan elevada como en los compuestos de FeB porque la magnetostricción de las películas de CoP es mucho menor [25,26].

El resultado en la monocapa es que no se obtiene respuesta alguna si no se polariza el material magnetostriactivo con un campo magnético aplicado en el eje transversal de la muestra. Cuando se hace esto, se obtienen curvas de respuesta como las que se muestran en las figuras: Figura 4.2-32 correspondiente a la película de CoP crecida con  $j=300\text{mAcm}^{-2}$ , con superficie no rugosa, y Figura 4.2-33 correspondiente a la película de CoP crecida con  $j=500\text{mAcm}^{-2}$ , con superficie rugosa. Las sensibilidades para las tensiones aplicadas varían de  $2\text{V/T}$  a  $9\text{V/T}$  en el sensor de la Figura 4.2-32 y de  $7\text{V/T}$  a  $80\text{V/T}$  en el sensor de la Figura 4.2-33. La película rugosa tiene mejor sensibilidad que la no rugosa. Este hecho puede ser debido a que en la muestra rugosa se haya inducido una anisotropía perpendicular menor que en la no rugosa. En cualquier caso, la sensibilidad es mucho menor que en los sensores de elemento magnetostriactivo de alta magnetostricción y la histéresis no se llega a eliminar. Esto unido a que hace falta polarizar el sensor con un campo para medir hace que estos sensores pierdan interés.

El sensor con la multicapa de CoP como material magnetostriactivo tampoco funciona bien sin polarizar ya que sólo responde a campos próximos al de saturación. La causa de este comportamiento es que el eje fácil del elemento magnético está en el plano y desalineado ligeramente respecto al eje longitudinal. En esta situación, al imanar según el eje longitudinal, a medida que va aumentando el campo longitudinal, la proporción de dominios con los espines paralelos al eje fácil de imanación va creciendo. Cuando todos los dominios tienen imanación paralela al eje fácil, los espines rotan hasta imanarse en la dirección y sentido del campo imanador. Es decir,

aunque la muestra tiene una anisotropía inducida muy elevada, cuando la imanación pasa del eje fácil al eje longitudinal, el propio campo imanador aporta la energía suficiente para vencer la anisotropía y la anisotropía inducida vía las tensiones mecánicas adquiere un papel dominante. El resultado en forma de f.e.m. se puede observar en la Figura 4.2-34 (a). El trazo negro corresponde a la aplicación de una rampa de campo creciente y el rojo a una rampa de campo decreciente. Se pueden observar en cada curva dos uves invertidas en la región próxima a la imanación a saturación (Figura 4.2-34a), en las que se ha señalado la histéresis del sensor. Al polarizar el sensor con un campo magnético transversal, que desalinea la imanación de los dominios respecto al eje fácil, se obtiene la respuesta que se muestra en la Figura 4.2-34 b. El resultado es que para una tensión de excitación baja: 5V, se elimina prácticamente la histéresis del sensor. La sensibilidad es 6V/T, mayor que la del sensor bimorfo-monocapa de CoP pero aproximadamente 5 veces inferior a la de los sensores bimorfo- $\text{Fe}_{80}\text{B}_{20}$ . Con este sensor se gana en repetitividad y se elimina el campo coercitivo a expensas del campo polarizador necesario y una pérdida de sensibilidad.

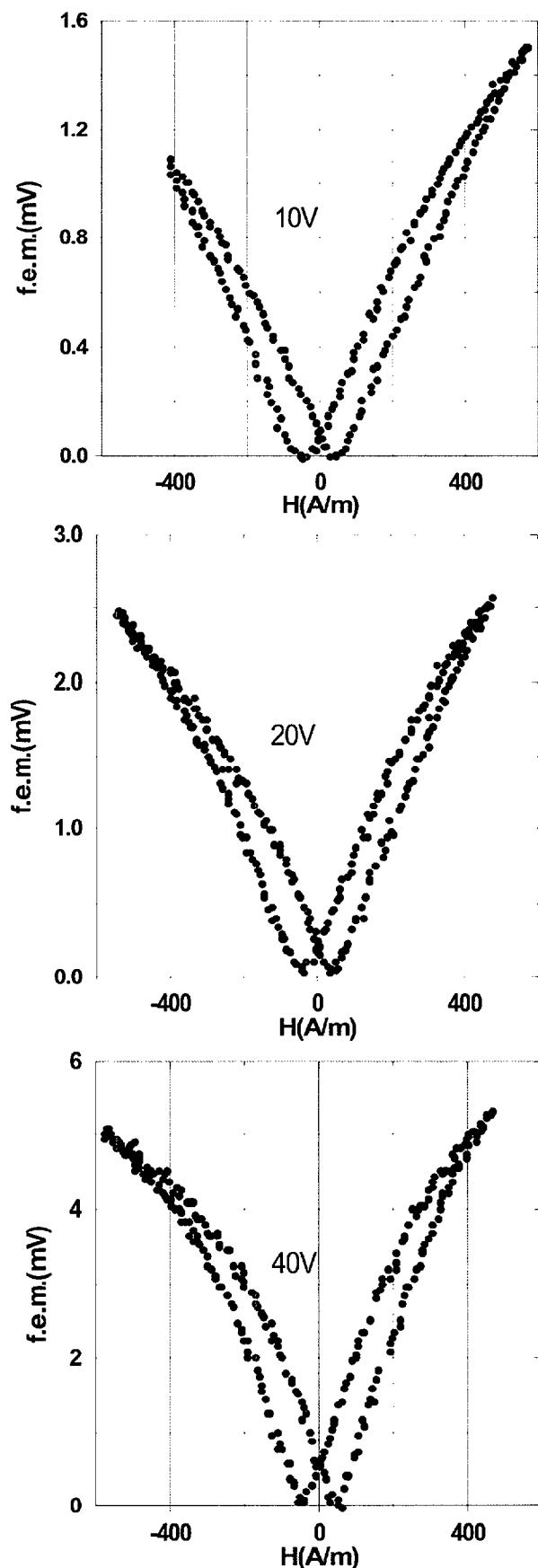


Figura 4.2-32. Respuesta del sensor bimorfo-monocapa de CoP (no rugosa) para tensiones de excitación diferentes.

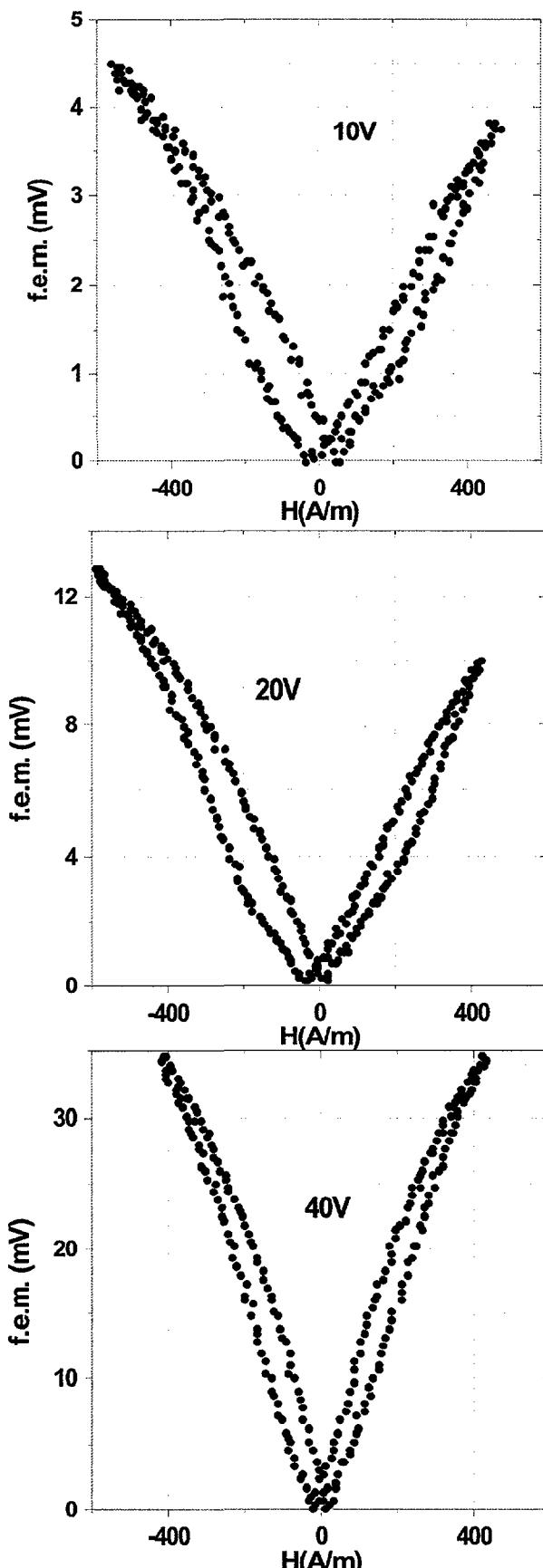


Figura 4.2-33. Respuesta de un sensor bimorfo- monocapa de CoP (rugosa) para distintas tensiones de excitación.

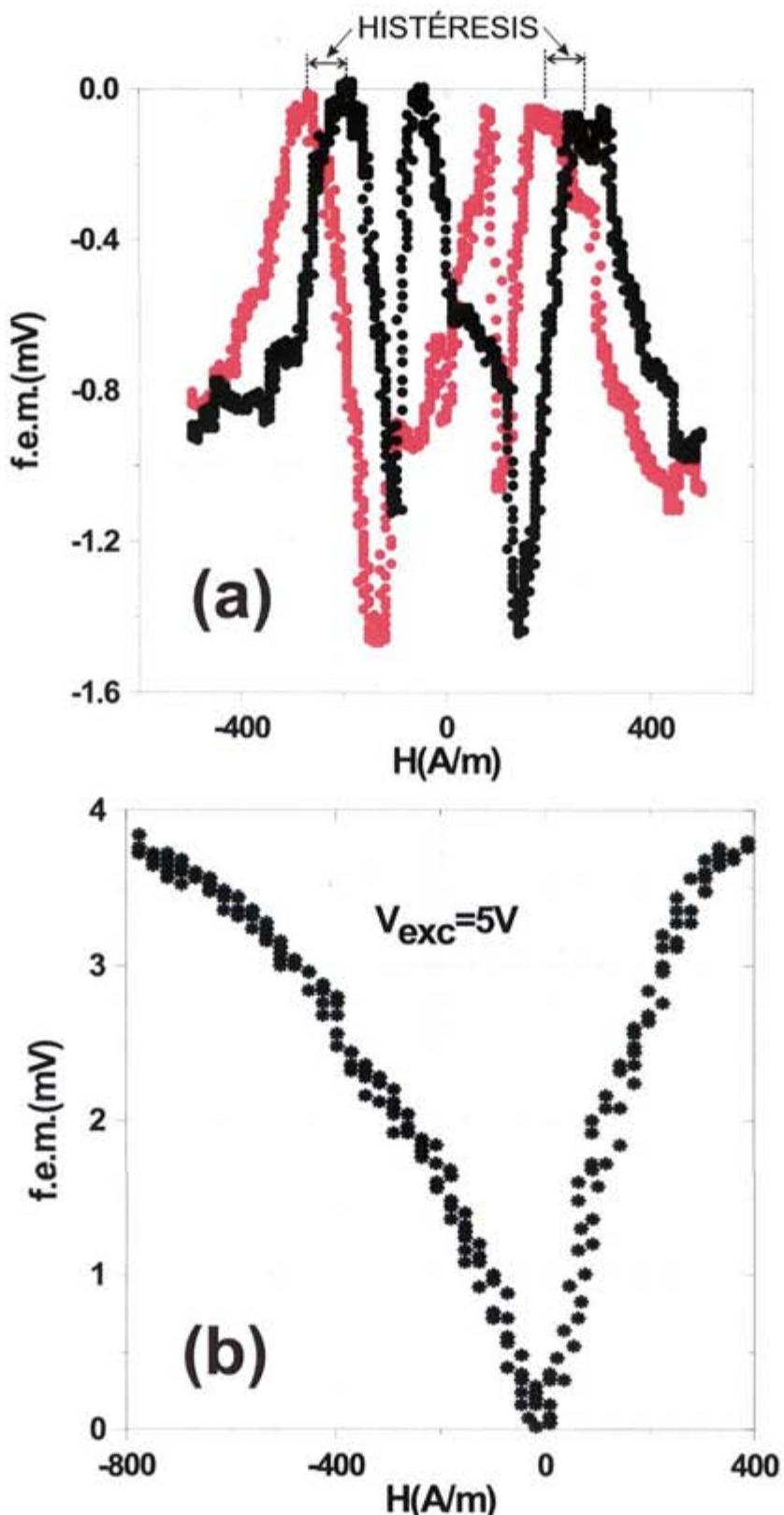


Figura 4.2-34. Respuesta del sensor híbrido bimorfo-multicapa de CoP si no se polariza el sensor (a) y cuando se polariza el sensor con un campo magnético aplicado en el eje transversal (b).

Se puede concluir que entre los sensores híbridos bimorfo-magnetostriktivo con el bimorfo como inductor de las tensiones mecánicas, hay una serie de sensores de mejores prestaciones que los sensores híbridos piezoeléctrico-magnetostriktivo. Los trabajos para su integración han de dirigirse hacia el crecimiento de un material magnetostriktivo por electrodeposición o alguna técnica que permita el crecimiento de películas de espesores mayores que la rugosidad superficial de la misma. Además, estas películas han de tener una anisotropía menor que la anisotropía magnetoelástica que se induce mediante las tensiones mecánicas si se quiere evitar el empleo de un campo magnético polarizador.

#### **4.2.2. Sensores magnéticos piezoeléctrico-magnetostriktivo en modo flexión**

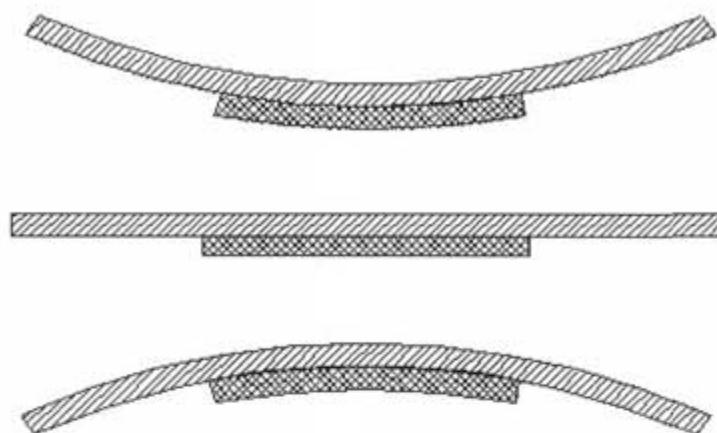
Cuando se coloca un material piezoeléctrico en una membrana elástica y se excita el piezoeléctrico, la región de la membrana adherida al piezoeléctrico experimenta una deformación, siempre que la transmisión sea efectiva, como se explica en el apartado anterior para bimorfos. Sin embargo, el resto de la membrana experimenta una deformación amplificada. Este es el fundamento de la deformación del sensor que se plantea en el presente apartado. Una excitación piezoeléctrica y una detección de la envolvente magnética, aprovechando la amplificación de la deformación que se produce en un disco elástico, adherido a un disco piezoeléctrico de menor diámetro fabricados en el CSIC [24].

Al igual que en el caso anterior, la situación para la zona de material elástico en contacto con el piezoeléctrico es la siguiente: El disco de material elástico adherido al elemento piezoeléctrico (siendo ambos de espesores similares) se opone a la deformación del mismo, de forma que el piezoeléctrico no se deforma como si estuviera libre sino que la deformación se distribuye en el espesor del sistema dando lugar a una deformación neta de la misma magnitud, pero no homogénea en cada capa. Así, cuando el piezoeléctrico se excita de forma que se deforma a tracción, la cara común entre el piezoeléctrico y el material elástico se deforma ligeramente a contracción y la cara libre del material elástico sufre una deformación a contracción mayor. El caso contrario tiene lugar si la deformación del piezoeléctrico es a contracción.

A diferencia de los sensores anteriores, el disco elástico proporciona una capacidad de amplificación de la vibración en el sensor. Las tensiones mecánicas internas que se generan en el material elástico como consecuencia de la deformación del elemento piezoeléctrico no se liberan hasta el borde del disco elástico, por lo que la onda mecánica se propaga radialmente dando lugar a una deformación en toda la superficie del material elástico que no está en contacto con el piezoeléctrico. Figura 4.2-35.

El caso particular que nos ocupa es un disco piezoeléctrico de 24mm de diámetro y 0.14mm de espesor unido por “tape casting”<sup>2</sup> a un disco metálico de 31 mm de diámetro y 0.5mm de espesor. Al excitar el piezoeléctrico con un campo eléctrico alterno, el resultado será un pandeo del sistema constituido por ambos discos como puede verse en la Figura 4.2-35.

<sup>2</sup> El proceso denominado “tape casting” es un método de deposición de materiales en forma de polvo o solución que permite la obtención de láminas de espesor controlable. El método consiste en verter una cierta cantidad de polvo o solución sobre una cinta (cerámica o metálica) móvil de forma que, por efecto del paso de este bajo una cuchilla se obtiene una cinta continua.



**Figura 4.2-35. Deformación a flexión en un sistema formado por un disco piezoelectrónico y un disco elástico unidos por una de sus superficies circulares.**

Con el fundamento descrito, con el que se consigue un aprovechamiento óptimo de la energía comunicada al piezoelectrónico, se construyen dos sensores biaxiales de campo magnético distintos:

Un sensor con un material magnetostriactivo, el Ni, en forma de disco que hace a su vez el papel de disco elástico, que llamamos "sensor de campo de 360°", que está formado por un piezoelectrónico de las dimensiones descritas unido por "tape casting" a un disco de Níquel (de 31mm de diámetro y 0.5mm de espesor). Figura 4.2-36.



**Figura 4.2-36. Sensor de campo de 360°.**

Un sensor denominado "sensor biaxial", formado por un piezoelectrónico idéntico al anterior unido en este caso, a un disco de latón de las mismas dimensiones que el disco de Ni. Sobre la superficie del disco de latón se adhieren dos cintas de Metglas 2605SC perpendiculares entre ellas que pasan por el centro del disco. Figura 4.2-37.

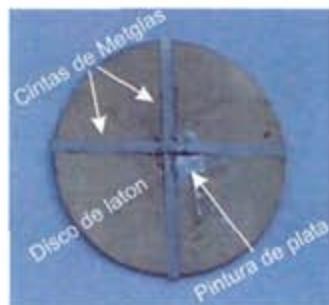


Figura 4.2-37. Sensor biaxial.

La inducción de anisotropía por vibración mecánica en cada uno de los materiales magnéticos es ligeramente diferente:

En un disco magnetostriactivo deformado a elongación se crean ejes fáciles en las direcciones radiales en la corona exterior del material si la magnetostricción de éste es positiva, y cuando está deformado a contracción, se crean ejes fáciles perpendiculares a la dirección radial en la misma zona de la corona exterior. En el centro, la anisotropía inducida es muy complicada. En el caso de un material con magnetostricción negativa, como es el Níquel, las direcciones de anisotropía con respecto a la deformación son las inversas.

La inducción de anisotropía en las cintas de Metglas sigue el mecanismo que se ha explicado en el apartado anterior.

El comportamiento magnético de ambos sensores se explicará detalladamente más adelante. A continuación se caracteriza la respuesta en deformación a la excitación eléctrica.

Trabajamos en la resonancia mecánica del sistema [13]. El conjunto formado por los dos discos presenta varias resonancias a frecuencias relativamente bajas: 822Hz, 962Hz, y 2.45kHz., y por lo tanto, favorables de cara a una posible miniaturización. Posteriormente se comprobó que la máxima señal obtenida tenía lugar a estas frecuencias.

Para cuantificar la deformación en superficie, dado que esta es brillante, se recurre a la deflexión de una haz láser proyectada en una pantalla, tras reflejarse con un determinado ángulo en la superficie metálica del disco elástico. Figura 4.2-38.

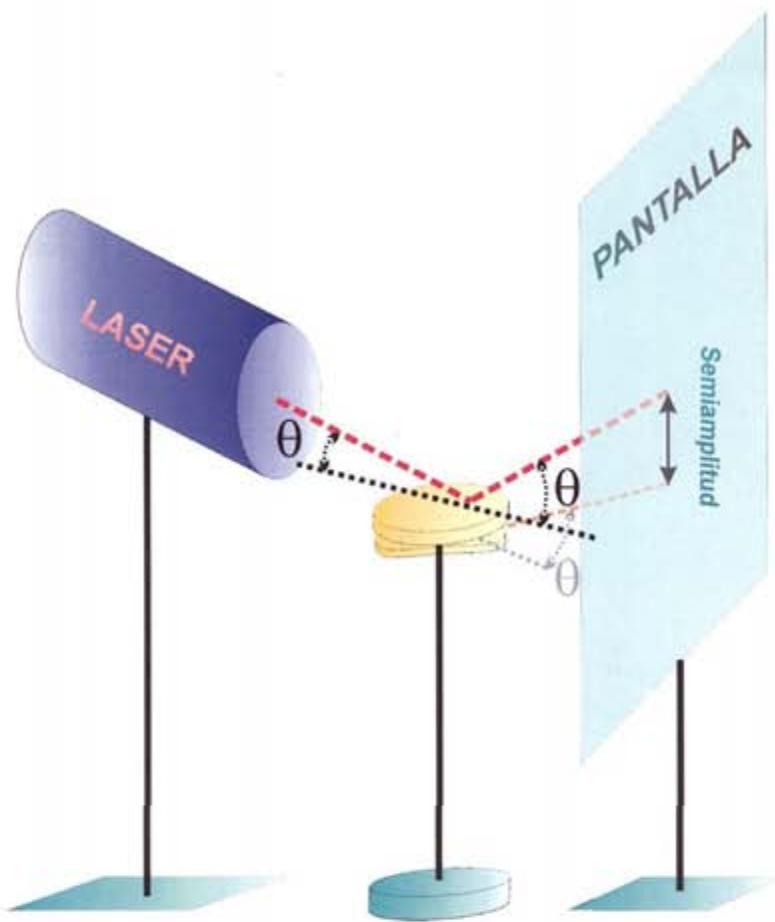


Figura 4.2-38. Método de detección óptico.

Con este método se caracteriza mejor la curvatura de cada punto de una superficie que con el método de las galgas extensiométricas porque con él, se puede determinar la deflexión de cada punto con una precisión igual al tamaño de la sombra del haz láser sobre la superficie del elemento flexionado, mientras que para cuantificar la deflexión de una superficie con galgas, hay que colocar muchas galgas, y la precisión nunca es mejor que el tamaño de las mismas. La razón por la que no se emplea este método para caracterizar la flexión de los bimorfos de apartados anteriores, es porque el radio de curvatura calculado de los mismos es prácticamente constante, y con la posición del punto fijo y la deflexión de una galga en un punto intermedio del bimorfo, se puede ajustar la curva de la flexión con una correlación muy alta.

Medimos en la frecuencia fundamental: 822Hz, ya que sólo a ésta frecuencia es posible medir con precisión la curvatura excitando el piezoelectrónico a 10V. Sin embargo, la vibración en el resto de las frecuencias producirá deformaciones mayores debido a que se producen más nodos.

Para calcular la deformación de la superficie del disco elástico hace falta conocer el ángulo que rota en cada punto. El cálculo geométrico es el siguiente:

En la Figura 4.2-39 se muestra un esquema indicando los ángulos y distancias necesarios para la deducción de la amplitud de la deformación. Se supone que cada punto en el que incide el haz no sufre desplazamiento sino que la superficie de su

entorno bascula. Esta suposición está justificada porque el radio de curvatura es mucho mayor que el arco que forma el disco una vez que está flexionado.

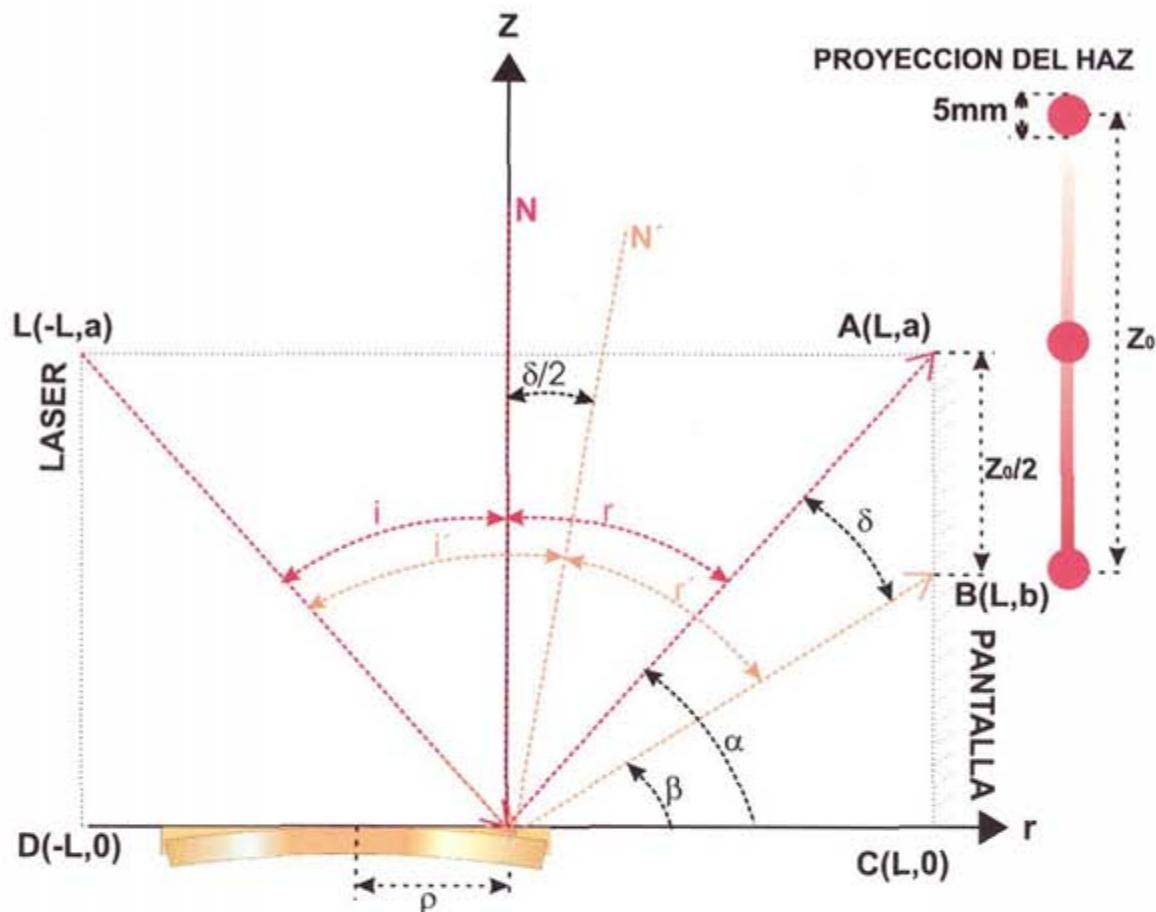


Figura 4.2-39. Esquema geométrico del montaje para la detección.

Cuando el disco se pandea, la normal en cada punto del mismo rota un ángulo  $\delta/2$  respecto a la posición inicial. Si sobre este punto incide un haz láser que se refleja en la superficie y se proyecta el reflejo sobre una pantalla, el efecto del pandeo es que el ángulo de incidencia, y, por lo tanto el de reflexión, cambian. En la pantalla, el reflejo describe una línea.

Se ha supuesto también que la vibración es simétrica respecto a la posición de equilibrio, es decir, si el ángulo total flexionado es  $\delta$ , el ángulo del disco respecto a la horizontal cuando está flexionado a tracción es igual al ángulo que se forma cuando el disco está flexionado a contracción y de valor  $\delta/2$ .

El cálculo necesario para transformar el tamaño de la proyección en la pantalla en la deformación de la superficie, es el siguiente:

Por la ley de la reflexión, el ángulo de incidencia y el de reflexión son iguales:

$$\hat{i} = \hat{r} \quad (4.2.41)$$

Por geometría:

$$\hat{\alpha} = 90^\circ - \hat{r} = 90^\circ - \hat{i} \quad (4.2.42)$$

$$\hat{\beta} = 90^\circ - (\hat{r} + \hat{\delta}) = 90^\circ - (\hat{i} + \hat{\delta}) \quad (4.2.43)$$

Por otro lado:

$$\tan(90^\circ - \hat{i}) = \frac{a}{L} \quad (4.2.44)$$

$$\tan[90^\circ - (\hat{i} + \hat{\delta})] = \frac{a - z_0/2}{L} \quad (4.2.45),$$

siendo L es la distancia del pie del soporte del láser al punto del sensor cuya deflexión pretendemos medir o la distancia de dicho punto a la base de la pantalla de proyección y  $z_0$  es la amplitud de la proyección del reflejo sobre la pantalla y el ángulo  $\delta$  representa el ángulo de flexión total.

Como la tangente del ángulo complementario es la cotangente del ángulo:

$$\tan(\hat{i}) = \frac{L}{a} \quad (4.2.46)$$

$$\tan(\hat{i} + \hat{\delta}) = \frac{L}{a - z_0/2} \quad (4.2.47)$$

Por trigonometría se tiene que:

$$\tan(\hat{i} + \hat{\delta}) = \frac{\tan(\hat{i}) + \tan(\hat{\delta})}{1 - \tan(\hat{i})\tan(\hat{\delta})} \quad (4.2.48)$$

Sustituyendo (4.2.46) en (4.2.48) e igualando los segundos miembros de las ecuaciones (4.2.47) y (4.2.48), y despejando  $\delta$ , queda:

$$\hat{\delta} = \operatorname{arctg} \left[ \frac{Lz_0/2}{a(a - z_0/2) + L^2} \right] \quad (4.2.49)$$

La deflexión en cada punto,  $z_0$  ( $\rho$ ) vendrá dada por:

$$z_0 = \rho \tan(\hat{\delta}) \quad (4.2.50)$$

donde  $\rho$  es la distancia de ese punto al centro del disco.

La deflexión se mide a lo largo de varios diámetros para comprobar que el sistema es isotrópico.

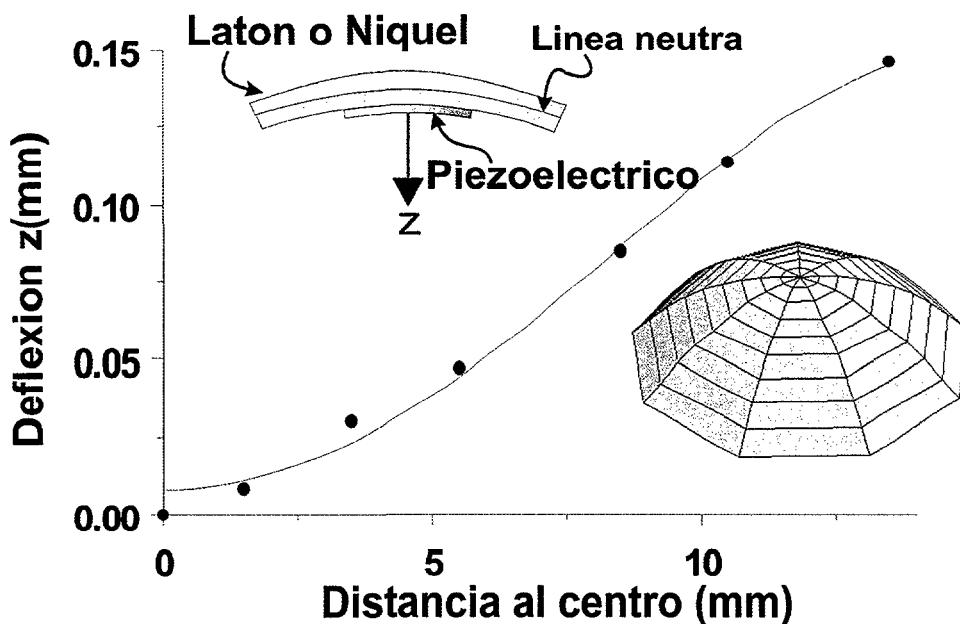


Figura 4.2-40. Curva de la deflexión de la superficie del material elástico en función de la distancia al centro del disco.

El resultado puede verse en la Figura 4.2-40, donde se pone de manifiesto que la curvatura del sensor no es constante sino que las medidas se ajustan a una superficie más curva en la parte central, que se abre ligeramente al llegar al borde del disco. La deformación relativa de la superficie,  $\Delta l/l$  se calcula a partir de la expresión:

$$\frac{\Delta l}{l} = \frac{z}{R} = \operatorname{tg}(\hat{\delta}) \quad (4.2.51)$$

donde  $R$  es el radio de curvatura. Y se tiene que:  $\Delta l/l = 1.04 \cdot 10^{-4}$ . Algo mejor que la obtenida con sensores bimorfos magnetostriktivos.

El montaje para la medida, que será común a ambos sistemas es el siguiente:

El disco piezoeléctrico se sujeta por su centro dentro de un carrete secundario. Para excitar el piezoeléctrico se emplea un generador de señal cuya señal se amplifica. Con el fin de no ejercer tensiones sobre el sensor, a los cables que hacen contacto en los electrodos del piezoeléctrico, se les da la forma de las espiras de un muelle.

Se aplica un campo magnético en forma de rampa a muy baja frecuencia y se mide la f.e.m. inducida en el secundario. La respuesta del secundario, que es una señal sinusoidal portadora a la frecuencia de excitación del piezoeléctrico modulada

por una señal de la frecuencia del campo y proporcional a este en amplitud, se lleva en modo diferencial (para evitar acoplamientos capacitivos) a un amplificador detector en fase (lock-in) referenciado a la frecuencia de excitación, y se compone con la señal del campo en el osciloscopio. Figura 4.2-41.

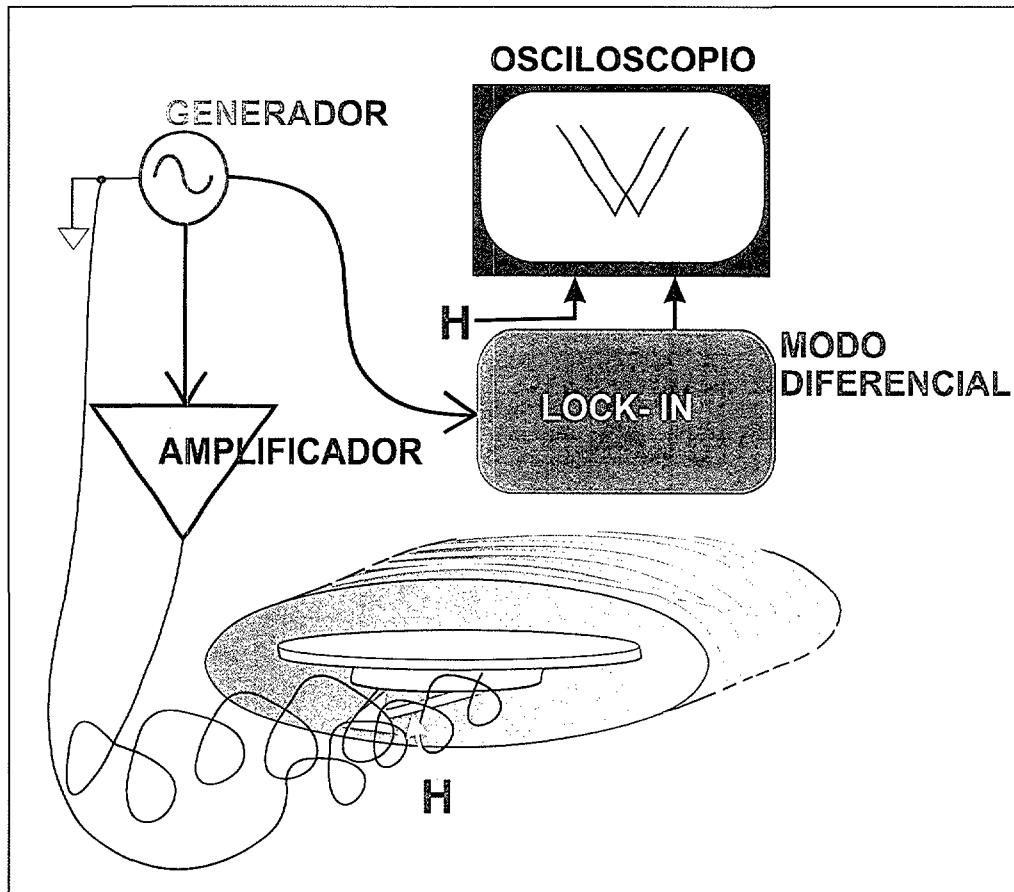


Figura 4.2-41. Montaje para la medida.

A continuación se describen cada uno de los sensores y se comentan los resultados obtenidos con cada uno.

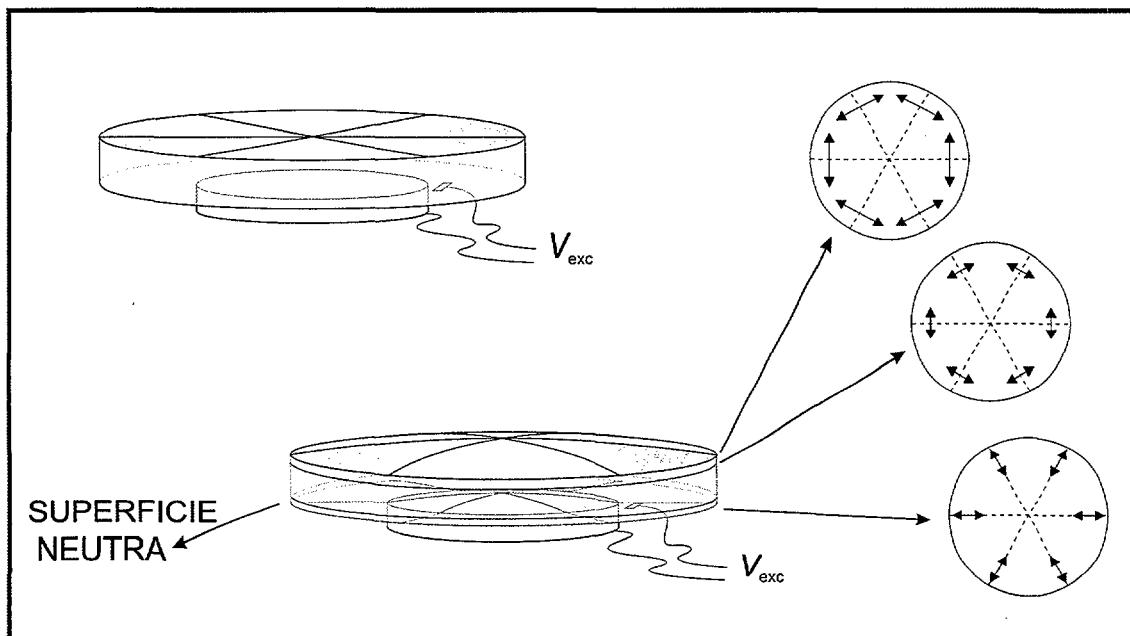
#### 4.2.2.1. Sensor de 360°

En este sensor, el disco de Níquel hace el doble papel de elemento magnetostrictivo ( $\lambda_s = -26 \cdot 10^{-6}$ ) y elemento elástico. Esto es posible porque las propiedades mecánicas del Ni son buenas: presenta un módulo de Young de 204 GPa.

Se excita el piezoelectrónico con una señal sinusoidal a la frecuencia de resonancia del sistema completo. El sistema se padea: las deformaciones se distribuyen en el espesor. Cuando el piezoelectrónico se deforma a contracción en su superficie libre, la superficie de unión al disco de Níquel está deformada en menor medida. La deformación en promedio del piezoelectrónico es la deformación que experimentaría si estuviera libre. En el disco de Níquel hay una superficie que permanece sin deformar, la superficie neutra. Desde esta superficie hasta la superficie de unión con el piezoelectrónico el material está deformado a contracción. Desde la

superficie neutra hasta la superficie libre el material se deforma a tracción, siendo esta deformación mayor conforme las superficies se aproximan a la superficie libre. Algo similar ocurre cuando el pandeo tiene sentido contrario.

De acuerdo con lo que se ha explicado sobre inducción de anisotropías, en la parte de disco de Níquel sometida a contracción se induce una anisotropía radial mientras que en la otra parte se induce una anisotropía circular, salvo en el centro del disco, donde la anisotropía inducida es compleja. Siempre y cuando estas anisotropías no estén compensadas en el espesor, habrá una señal de respuesta magnética. (Figura 4.2-42). Cuando el disco de Níquel presente una superficie libre cóncava la situación se invertirá.



**Figura 4.2-42. Direcciones de anisotropía en la superficie dependiendo de la curvatura de la misma.**

En este sensor el acoplamiento magnetomecánico está optimizado y las propiedades elásticas que presentará serán buenas dado gran valor del módulo de Young del Níquel. En cuanto a las propiedades magnéticas, las condiciones no son las deseables. Por un lado, aunque el Níquel presenta una magnetostricción alta, no todas las superficies paralelas a la superficie libre se deforman con el mismo signo, por lo que la contribución a la señal vendrá dada sólo por algunas superficies. Por otro lado, el Níquel es un material magnético duro. El disco tiene un campo coercitivo de 500A/m y un gran factor desimanador dada su geometría (Figura 4.2-43):

Aproximando el disco por un elipsoide oblato se puede hacer un cálculo del factor desimanador [25], resultando que:

$$N_d = \frac{\pi t}{4 \phi} \quad (4.2.52)$$

Por lo que el factor desimanador para el disco de Ni en concreto, es:  $N_d=1.6 \cdot 10^{-2}$ . Este factor desimanador es pequeño comparándolo con el de una esfera,

por ejemplo, pero mucho mayor al que presentan las cintas al imanarlas en la dirección longitudinal. Además, la anisotropía del disco de Níquel es mayor y para vencerla hace falta comunicarle más tensión (Figura 4.2-44). Por lo tanto, es predecible que la resolución y la sensibilidad de este sensor sean peores que las de los sensores que emplean cintas de Metglas si bien este sensor tiene la ventaja de que al presentar más volumen de material magnético, es esperable que la curva de respuesta tenga menos ruido.

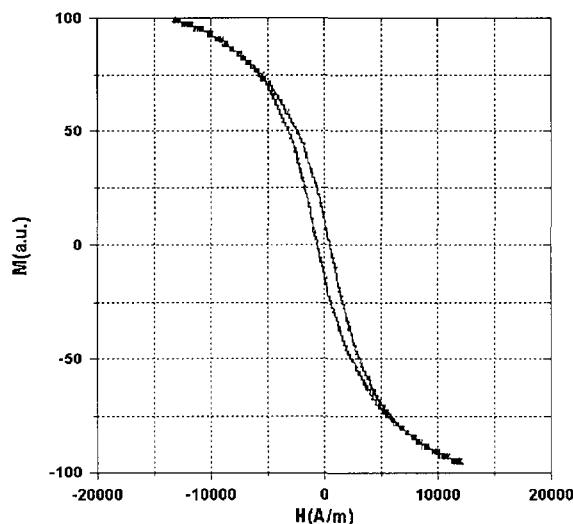


Figura 4.2-43. Ciclo de histéresis del disco de Níquel.

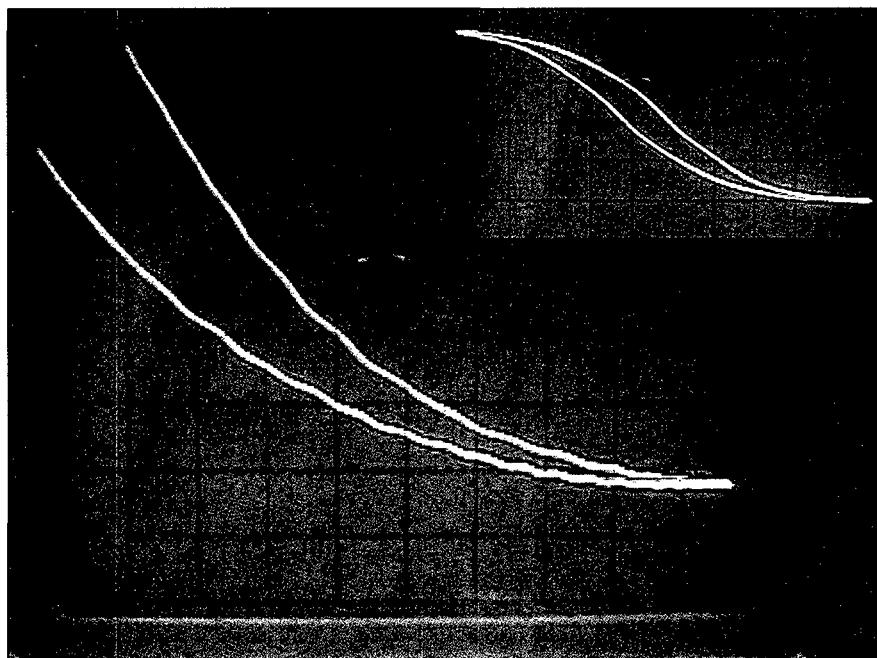
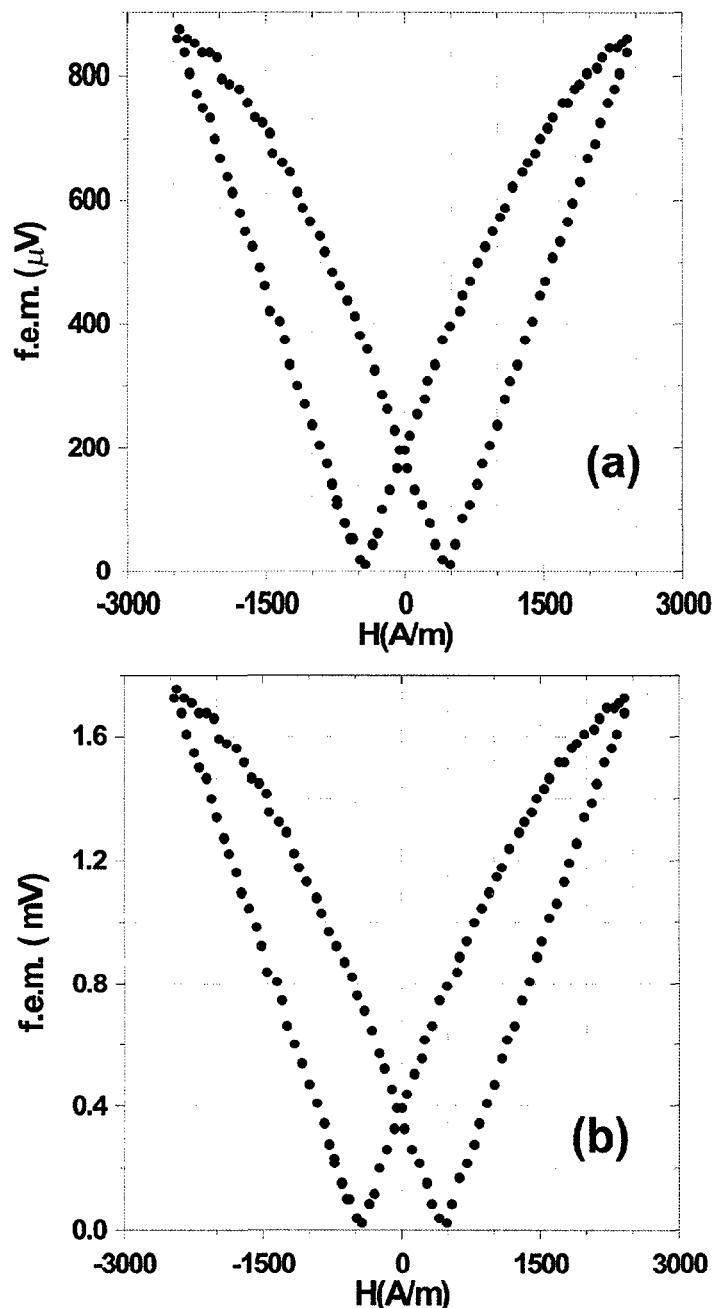


Figura 4.2-44. Fotografía del ciclo de histéresis del disco de Níquel y detalle de la deformación del mismo producida por la vibración.

Las curvas de respuesta obtenidas con este sensor para las distintas frecuencias de resonancia (822Hz, 962Hz y 2.45kHz) se muestran en las figuras Figura 4.2-45, Figura 4.2-46 y Figura 4.2-47.

La Figura 4.2-45 a y b corresponden a las curvas de respuesta para la frecuencia de 822Hz y una tensión de excitación del piezoelectrónico de 10 y 20V respectivamente. La figura Figura 4.2-45a muestra una curva de respuesta de  $0.43\mu\text{V}/(\text{A/m})$  o  $0.34\text{V/T}$  mientras que la Figura 4.2-45b, cuya tensión de excitación es el doble, tiene una sensibilidad de  $0.76\mu\text{V}/(\text{A/m})$  o  $0.60\text{V/T}$ .



**Figura 4.2-45. Respuesta del sensor de 360° de Níquel en su frecuencia de resonancia de 822Hz para un campo aplicado.**

Las Figura 4.2-46 a, b y c corresponden a las curvas de respuesta para la frecuencia de 962 Hz y una tensión de excitación del piezoelectrónico de 10V, 20V, y 40V respectivamente. La sensibilidad del sensor aumenta progresivamente conforme lo hace la tensión de excitación. Así, la primera curva tiene una sensibilidad de  $0.69\mu\text{V}/(\text{A/m})$  o  $0.55\text{V/T}$ , la segunda  $1.5\mu\text{V}/(\text{A/m})$  o  $1.19\text{V/T}$  y la tercera  $3\mu\text{V}/(\text{A/m})$  o  $2.39\text{V/T}$ .

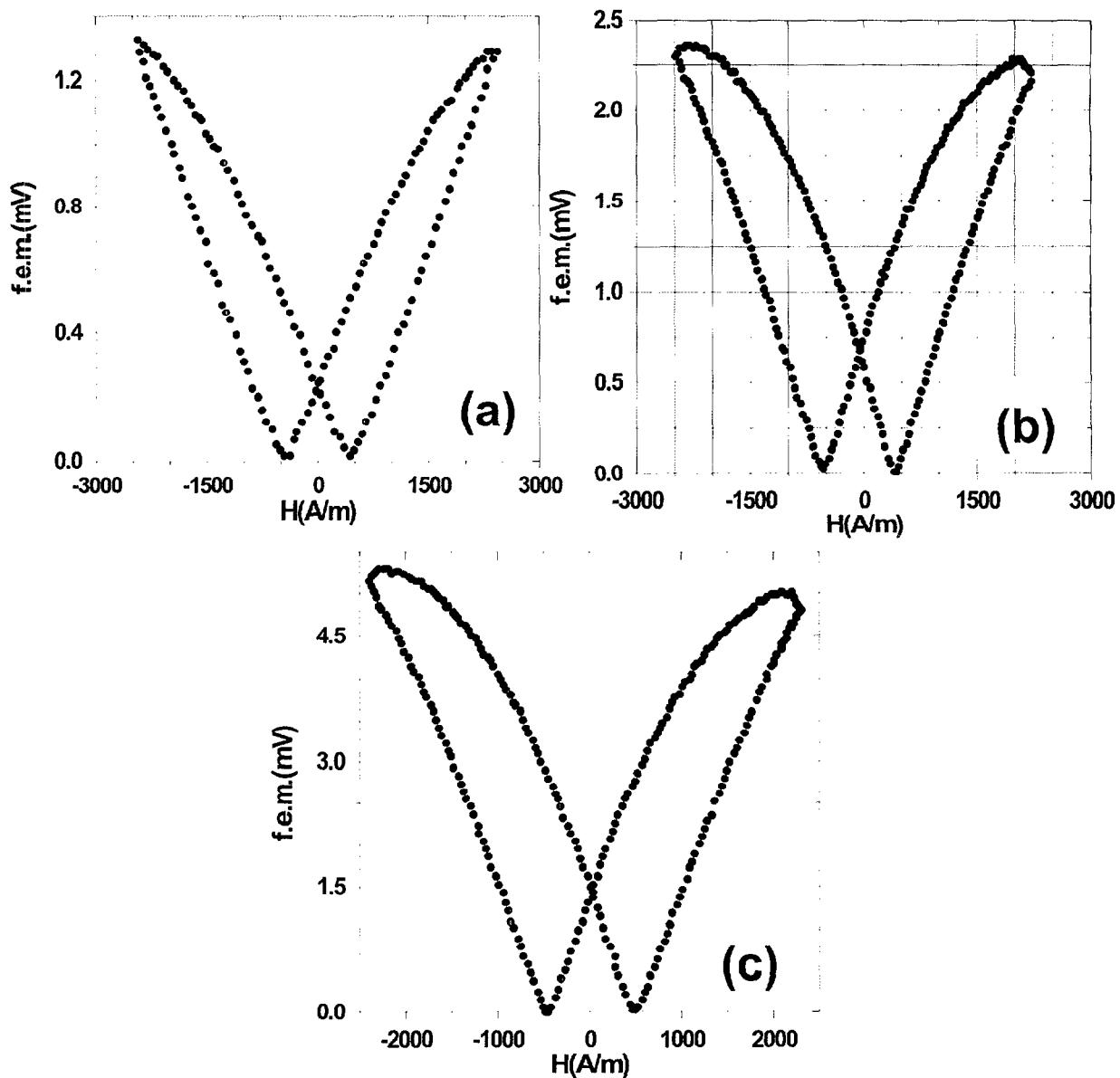
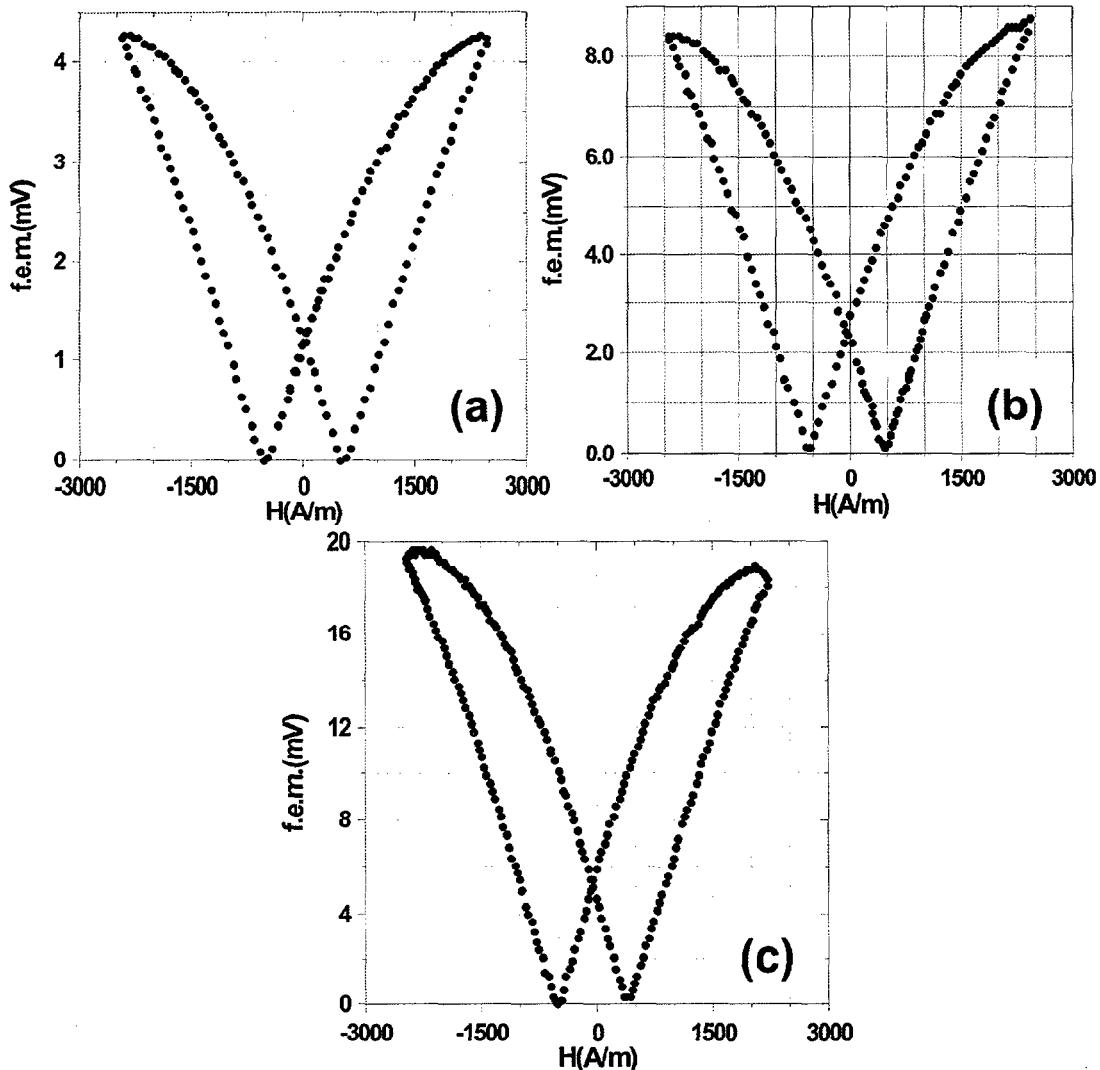


Figura 4.2-46. Respuesta del sensor de  $360^\circ$  de Níquel en su frecuencia de resonancia de 962Hz para distintas tensiones de excitación.

Finalmente, las Figura 4.2-47 a, b y c corresponden a las curvas de respuesta para la frecuencia de 2.45 kHz excitando el piezoelectrónico a 10, 20 y 40 V respectivamente. Estas curvas son las que presentan mayor sensibilidad:  $2\mu\text{V}/(\text{A/m})$  o  $1.59\text{V/T}$  para una tensión de excitación de 10V,  $4.67\mu\text{V}/(\text{A/m})$  o  $3.72\text{V/T}$  para una tensión de excitación de 20V y  $12\mu\text{V}/(\text{A/m})$  o  $9.55\text{V/T}$  cuando se excitan a 40V.



**Figura 4.2-47. Respuesta del sensor de 360° de Níquel excitado a distintas tensiones en su frecuencia de resonancia de 2.45kHz.**

La sensibilidad del sensor para las distintas frecuencias de resonancia y en función de la tensión de excitación se muestra en la Figura 4.2-48.

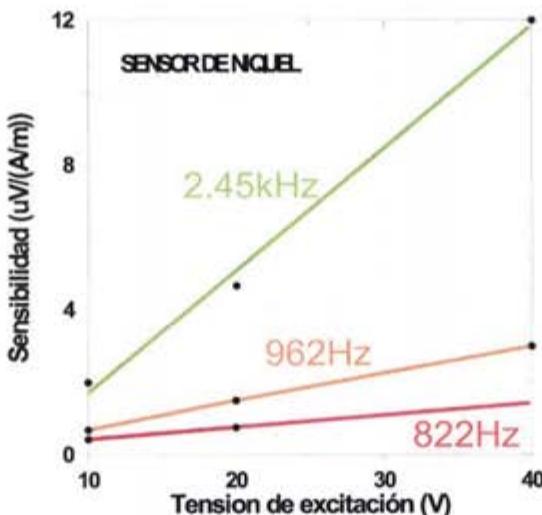


Figura 4.2-48. Sensibilidad del sensor para las tres frecuencias de resonancia medidas en función de la tensión de excitación.

Analizando estas curvas se obtienen las siguientes conclusiones:

- La sensibilidad del sensor es lineal con la tensión de excitación del piezoelectrónico. Figura 4.2-48.
- La frecuencia para la cual la sensibilidad es mayor es la frecuencia mayor, 2.45kHz. Esto es debido a que el número de nodos aumenta conforme se aumenta el armónico. La mayor sensibilidad de este sensor es  $12\mu\text{V}/(\text{A/m})$  y corresponde a una frecuencia de 2.35kHz y una tensión de excitación de 40V.
- La sensibilidad no es muy alta. Esto es debido a que la anisotropía del Níquel es muy alta y la deformación del ciclo debida a las tensiones mecánicas (Figura 4.2-44) es mínima. La máxima deformación tiene lugar en la cola del ciclo donde ya no hay desplazamiento de paredes. Además, como se ha explicado anteriormente, no todas las capas de Níquel contribuyen por igual y algunas de las capas tienen una contribución negativa.
- El rango dinámico es muy grande: más de  $3000\text{A/m}$  ( $3600\mu\text{T}$ ) en una sola rama. Esto se explica porque el Níquel es un material magnético muy duro, como se ve en la Figura 4.2-43, en la que se muestra la parte central del ciclo de histéresis. Y la zona de trabajo, que está limitada por las zonas de saturación es muy ancha.

#### 4.2.2.2. Sensor magnético magnetostriktivo-piezoelectrónico sobre substrato de latón

Con este sensor se pretende reducir la histéresis del sensor anterior y aumentar la sensibilidad, por lo que se emplean unas cintas de material amorfo magnético como material magnetostriktivo (Metglas 2605SC de alta magnetostricción  $\lambda_s=30 \cdot 10^{-6}$ ) y se crece el piezoelectrónico por *tape casting* sobre un disco de latón, que presenta buenas propiedades elásticas, tiene un módulo de Young 89-98GPa, con las mismas dimensiones que el sensor de Níquel. (El Metglas por su parte, tiene un módulo de Young de 100-110GPa). Para que el sensor sea biaxial, se adhieren con bálsamo de Canadá, dos cintas de amorfo perpendiculares entre ellas, que pasan por el centro del disco. Figura 4.2-37.

Las cintas son materiales magnéticos muy blandos, a las que se aplica un tratamiento de recocido con un campo magnético saturante en el eje longitudinal a una temperatura de 300°C durante una hora, para eliminar posibles tensiones mecánicas y dislocaciones y defectos, que puedan suponer un obstáculo para el movimiento de las paredes magnéticas.

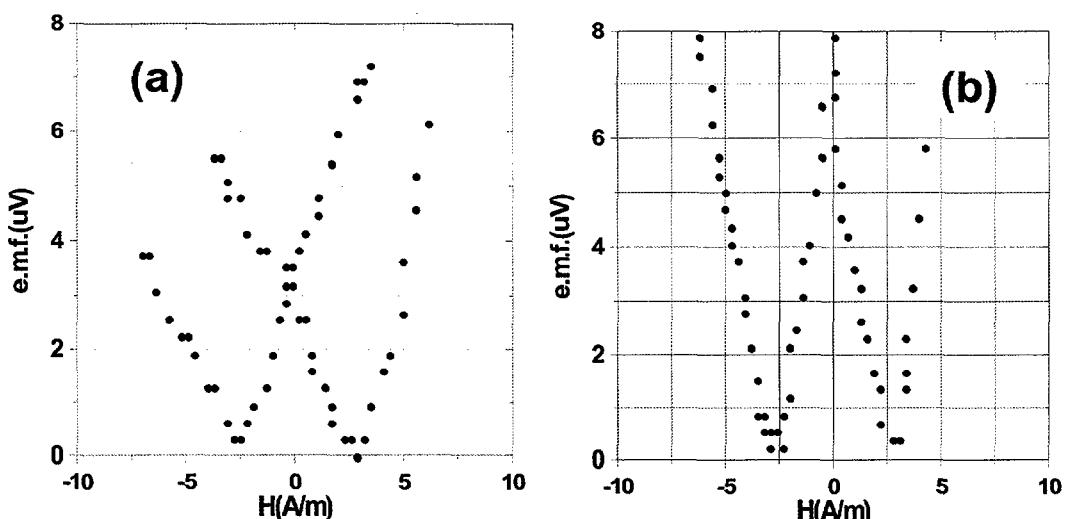
Su geometría hace que el factor desimanador sea despreciable y su campo coercitivo es de menos de 5A/m.

La diferencia entre estos dos sensores es que como el latón no es magnético, en este sensor, el material magnetostriactivo no tiene una anisotropía inhomogénea sino que en las cintas de Metglas se induce la anisotropía correspondiente a la deformación de la superficie libre del disco de latón, afectada por el factor de acoplamiento mecánico que presente la interfaz viscosa. Idealmente esta anisotropía tiene una constante:  $K_o=504\text{N/m}^2$ , que se calcula a partir de la siguiente expresión:

$$K_o = \frac{3}{2} \lambda_s \sigma = \frac{3}{2} \lambda_s Y_M \frac{\Delta l}{l} \quad (4.2.53)$$

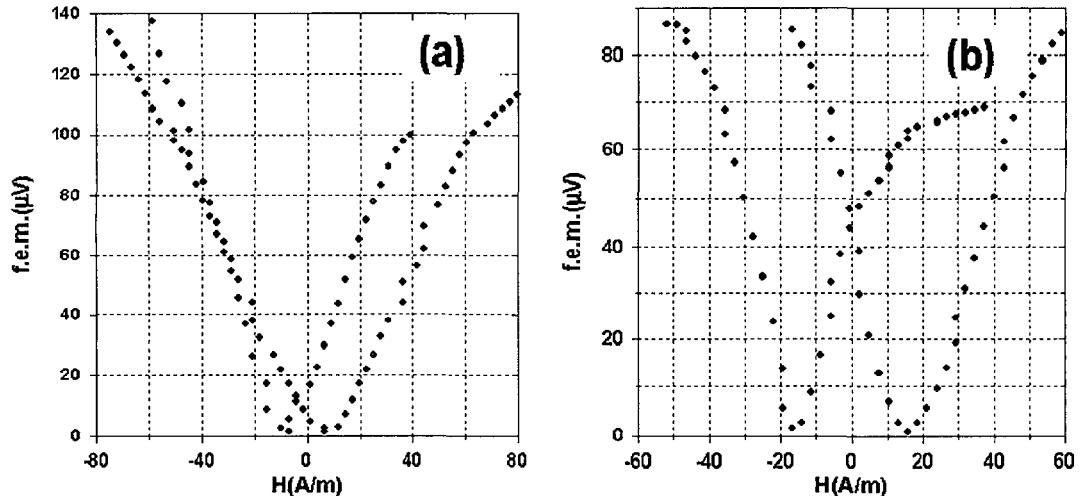
Se hacen medidas con una sola cinta de Metglas para la frecuencia de 822Hz y con dos cintas para las otras dos frecuencias: 962Hz y 2.45kHz. A continuación se muestran las curvas de respuesta del sensor de Metglas-latón, cuando se aplica un campo magnético paralelo a una de las cintas y se detecta la f.e.m. inducida en el carrete arrollado en torno a dicha cinta.

Las Figura 4.2-49a y b corresponden a las curvas de respuesta para la frecuencia de 822 Hz y una tensión de excitación del piezoeléctrico de 20 y 40V respectivamente. La sensibilidad de las respuestas es: 1.21 $\mu\text{V/(A/m)}$ , es decir, 0.96V/T) para una tensión de excitación de 20V y 2.94 $\mu\text{V/(A/m)}$ , o 2.33V/T) para una tensión de excitación de 40V.



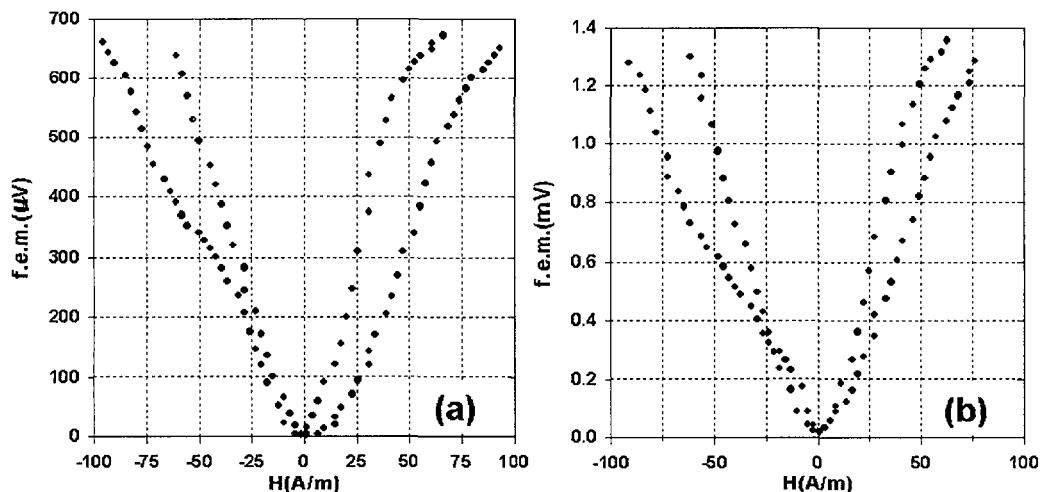
**Figura 4.2-49. Respuesta del sensor de Metglas-latón excitado en su frecuencia de resonancia 822Hz a 20V (a) y 40V (b).**

Las Figura 4.2-50a y b corresponden a las curvas de respuesta para la frecuencia de 962 Hz y una tensión de excitación del piezoelectrónico de 20 y 40 V respectivamente. La sensibilidad de las respuestas es: 1.85  $\mu\text{V}/(\text{A/m})$  o 1.47 V/T para una tensión de excitación de 20 V y 3.24  $\mu\text{V}/(\text{A/m})$  o 2.58 V/T para una tensión de excitación de 40 V.



**Figura 4.2-50. Curvas de respuesta del sensor de Metglas-latón en la frecuencia de resonancia de 962Hz para 20V(a) y 40V(b) de excitación del piezoelectrónico.**

Y las Figura 4.2-51a y b corresponden a las curvas de respuesta para la frecuencia de 2.45 kHz excitando el piezoelectrónico a 20 y 40 V respectivamente. La sensibilidad de las respuestas es: 8.64  $\mu\text{V}/(\text{A/m})$  o 6.88 V/T para una tensión de excitación de 20 V y 29  $\mu\text{V}/(\text{A/m})$  o 23.10 V/T para una tensión de excitación de 40 V.



**Figura 4.2-51. Curvas de respuesta del sensor de Metglas-latón en la frecuencia de resonancia de 2.45kHz excitado a 20V (a) y 40V (b).**

En la Figura 4.2-52 una gráfica con la sensibilidad del sensor para cada frecuencia y tensiones de excitación.

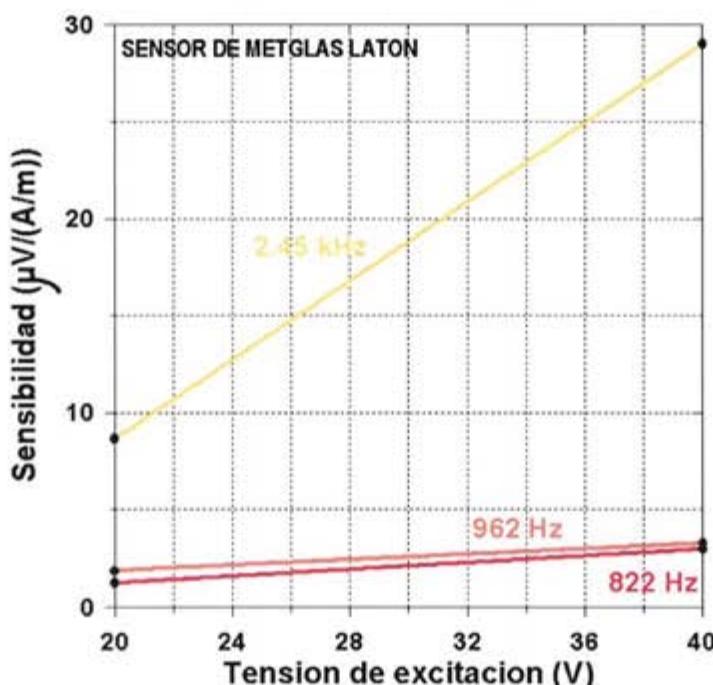


Figura 4.2-52. Sensibilidad del sensor Metglas-latón para las distintas resonancias en función de la tensión de excitación.

Las conclusiones que se pueden extraer a la vista de los datos experimentales son las siguientes:

- La sensibilidad del sensor es lineal con la tensión de excitación del piezoeléctrico, y máxima para la frecuencia de 2.45 kHz al igual que en el caso anterior.
- La sensibilidad de este sensor es unas tres veces mayor que la del sensor de Níquel: variando desde  $1.21 \mu\text{V}/(\text{A/m})$  a 822Hz y 20 V de tensión de excitación hasta  $30 \mu\text{V}/(\text{A/m})$  o 24 V/T a 2.45 kHz a 40V.
- La histéresis de este sensor es mucho menor que la del sensor de Níquel en cualquiera de los casos: para la frecuencia de 822 Hz, el sensor sólo tiene una cinta y por lo tanto, el campo coercitivo viene dado por la histéresis de la misma. En el resto de los casos, se aprecia un notable aumento de la histéresis del sensor debido a la interacción magnetostática entre las cintas, en la zona donde se cruzan. Se puede disminuir la histéresis a expensas de disminuir la sensibilidad haciendo núcleos más cortos y que no se crucen.
- El rango dinámico mucho menor, limitado por la zona de saturación del ciclo de histéresis de la cinta de Metglas recocida con campo longitudinal a  $300^\circ\text{C}$ .

Ambos sensores son aptos para medir campos magnéticos en el plano. En el sensor de  $360^\circ$  sólo con arrollar dos secundarios perpendiculares entre ellos, se

puede tener una lectura de un campo que se aplique en el plano del sensor formando un ángulo cualquiera con los secundarios. Para evitar aplicar campos demasiado grandes y dadas las mejores prestaciones del sensor biaxial, se emplea este sensor, con una sola cinta, para medir un campo formando un ángulo con la misma. Para medir en un plano, se le dota de un rotador. Un esquema del montaje puede verse en la Figura 4.2-53.

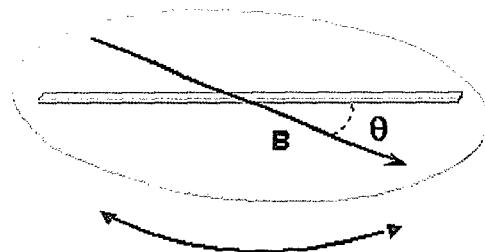


Figura 4.2-53. Esquema de la situación de la medida.

Con esta configuración, aplicando el campo a  $30^\circ$  y  $60^\circ$  de la cinta sensora respectivamente y para una tensión de excitación de 40V midiendo a la frecuencia de 822Hz.

En la Figura 4.2-54a se muestra la f.e.m. en función del campo aplicado que detecta la bobina arrollada en torno a la cinta cuando ésta forma un ángulo de  $30^\circ$  con el campo magnético aplicado. Y en la Figura 4.2-54 b la f.e.m. detectada por la bobina cuando el campo forma un ángulo con ésta de  $60^\circ$ .

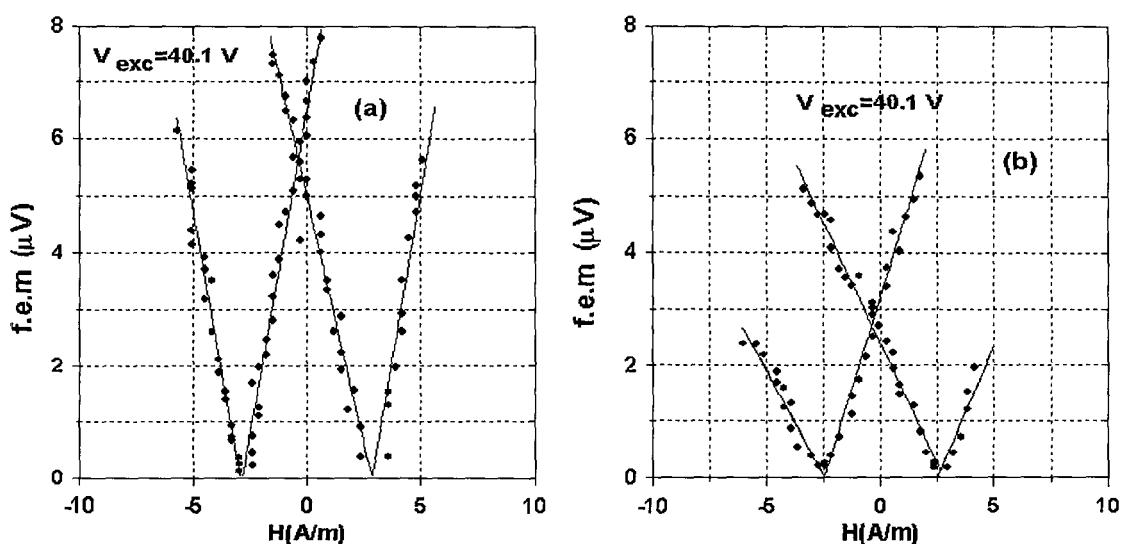
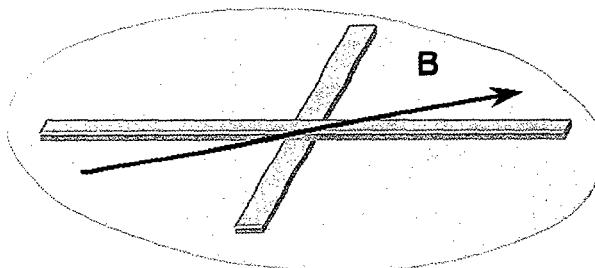


Figura 4.2-54. Respuesta del sensor monoaxial de Metglas para un campo aplicado a  $30^\circ$  (a) y  $60^\circ$  (b) respecto a la cinta.

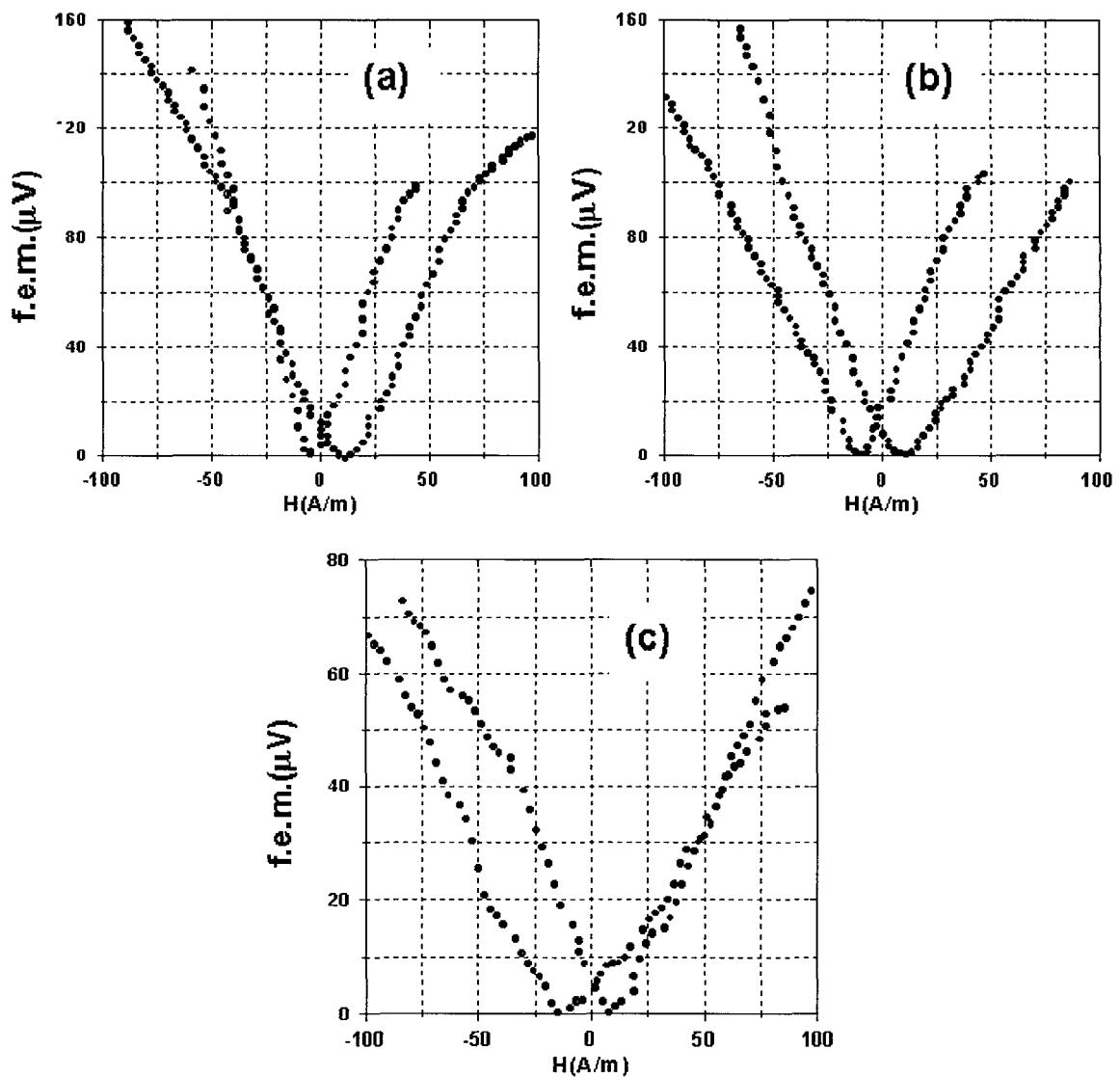
El resultado, tras ajustar los datos, concuerda perfectamente con las curvas de respuesta anteriores (Figura 4.2-49b): las proyecciones a  $30^\circ$  y a  $60^\circ$  de la curva de la Figura 4.2-49b son exactamente las curvas de la Figura 4.2-54a y Figura 4.2-54b.

En segundo lugar se mide la respuesta de las bobinas secundarias arrolladas entorno a las cintas de Metglas en el caso del sensor biaxial. La configuración en este caso es la siguiente (Figura 4.2-55):



**Figura 4.2-55. Sensor biaxial de Metglas-latón.**

Se mide excitando el sensor a 35V a las frecuencias de 962Hz y 2.45kHz. Las curvas obtenidas pueden verse en la Figura 4.2-56 y en la Figura 4.2-57.

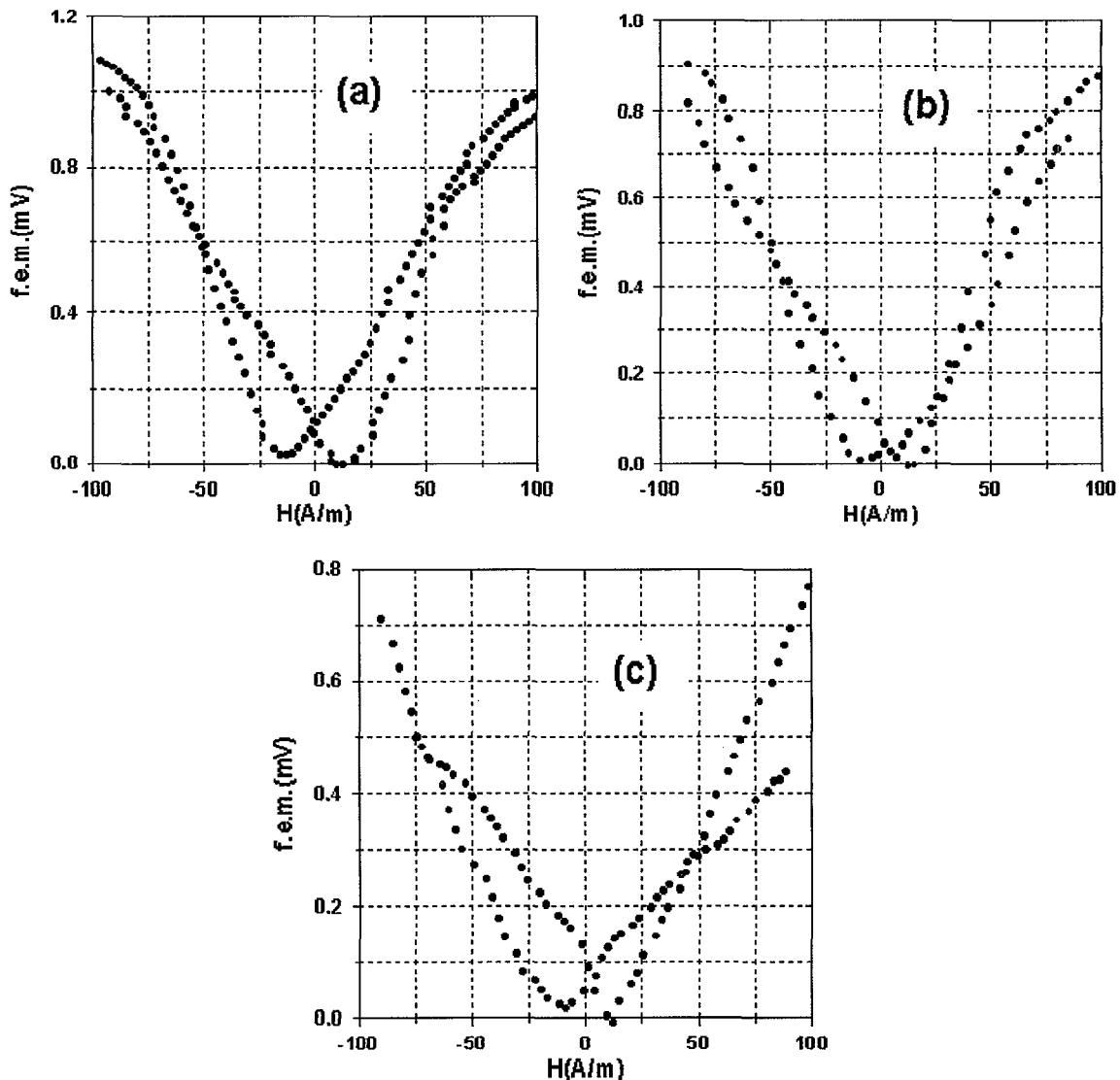


**Figura 4.2-56. Curvas de respuesta del sensor biaxial para un campo alineado con una de las cintas (a), y un campo que forma  $30^\circ$  con una de ellas (b) y (c).**

La Figura 4.2-56a corresponde a la curva de respuesta cuando el campo forma  $0^\circ$  con una de las cintas, las Figura 4.2-56b y c corresponden a las curvas de respuesta de las bobinas cuando el campo aplicado forma un ángulo con las cintas de Metglas. La Figura 4.2-56b se corresponde con la cinta que forma un ángulo de  $30^\circ$  con el campo y la figura c la que forma un ángulo de  $60^\circ$  con el campo aplicado.

Al igual que en el caso anterior, se comprueba que al proyectar la curva de la Figura 4.2-56a  $30$  y  $60^\circ$  se obtienen las gráficas de la Figura 4.2-56b y Figura 4.2-56c.

En la Figura 4.2-57 se representan los datos correspondientes a una excitación a la frecuencia mayor.



**Figura 4.2-57. Respuesta del sensor biaxial vibrando a la frecuencia de resonancia de 2.45kHz y excitado a 40V para un campo alineado con una de las cintas de Metglas (a) y para un campo desalineado 30º respecto a una de ellas (b) y (c).**

Al igual que en el caso anterior, el campo coercitivo en este caso aumenta dado que en esta situación el carrete secundario detecta la imanación de la cinta perpendicular al mismo y la de la cinta paralela a él, que experimenta una determinada imanación en la dirección transversal, dirección para la que su campo coercitivo es muy grande [25].

## 4.3 Magnetostriactivo como inductor de las tensiones mecánicas

Como se explica a principios del capítulo, una de las mayores ventajas que presentan los sensores piezoelectrónico-magnetostriactivo es la posibilidad de detectar campos magnéticos sin la necesidad de emplear bobinas secundarias en la detección. El sensor que se presenta en este apartado es capaz de medir campos magnéticos a través de los efectos cruzados magnetostriactivo-piezoelectrónico, sin emplear carretes secundarios en la detección [26].

El principio de operación es sencillo: si se adhiere una película piezoelectrica a una cinta magnetostriactiva, y se aplica un campo magnético externo, la cinta magnetostriactiva se imana parcialmente y conforme se imana, se deforma. Si el acoplamiento mecánico es bueno, la película piezoelectrica también se deforma y, por lo tanto, se crean cargas de polarización en la misma, apareciendo una tensión entre sus extremos, que es más fácil de medir que la deformación producida. Figura 4.3-1.

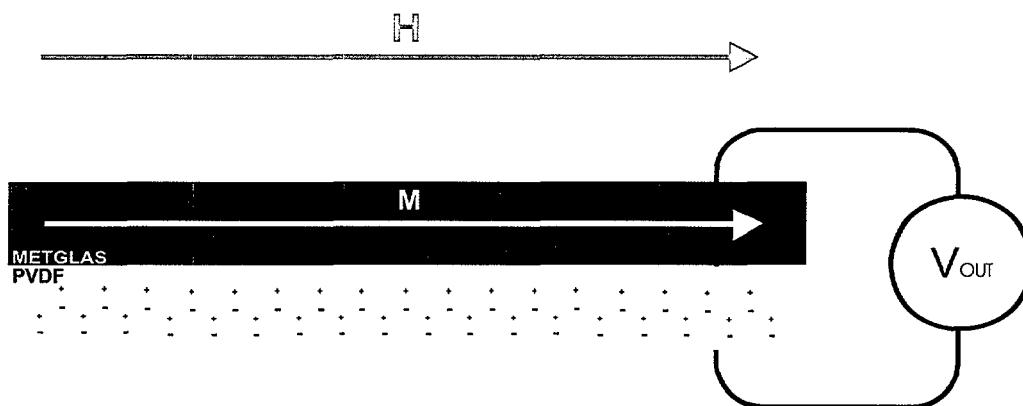


Figura 4.3-1. Esquema del funcionamiento interno de un sensor

En las publicaciones de los últimos 20 años, el material piezoelectrónico más empleado en el campo de los sensores híbridos piezoelectrónico-magnetostriactivo es el Pb (Zr, Ti) O<sub>3</sub>, generalmente la cerámica comercial PZT. Las cerámicas son materiales sinterizados, que se fabrican normalmente con espesores mínimos del orden del mm. Incluso los sensores en los que se crece otro piezoelectrónico por *tape-casting* sobre un substrato metálico, tienen espesores del orden de décimas de mm.

Los materiales magnéticos empleados tradicionalmente en sensores piezoelectrónico-magnetostriactivo son las cintas amorfas de unas decenas de micras de espesor, debido a sus buenas propiedades magnetomecánicas, como se expone en la introducción de este capítulo.

Deformar un material de un espesor de mm con otro material de unas decenas de micras es bastante difícil. Tampoco es posible emplear una cinta amorfita como sustrato para crecer un piezoelectrónico sobre ella por *tape-casting* ni por *sputtering* porque la temperatura que alcanza el sustrato en ambos casos es demasiado alta y la cinta al enfriar, se cristaliza.

Otro factor a tener en cuenta a la hora de elegir el material piezoelectrónico es que se pretenden producir grandes tensiones para pequeñas deformaciones, es decir,

hacen falta piezoelectrónicos con coeficientes piezoelectrónicos  $d_{31}$  pequeños, y altos los coeficientes inversos, y un módulo de Young menor que el de la del Pb (Zr, Ti) O<sub>3</sub>.

Una posible solución es emplear como material magnético magnetostriactivo el Metglas 2605SC cuya magnetostricción es de  $30 \cdot 10^{-6}$  y su módulo de Young es 100-110GPa, y como material piezoelectrónico un plástico piezoelectrónico que se comercializa en láminas delgadas: el fluoruro de polivinilideno, PVDF. Este polímero, que tiene su base en el monómero fluoruro de vinilideno [-CH<sub>2</sub> -CF<sub>2</sub> -], presenta propiedades piezoelectrónicas cuando se polariza. En la tabla 1 se muestran algunas de las características del PVDF comparándolas con las mismas propiedades del PZT.

Estas películas se fabrican con espesores de decenas de micras y tienen la ventaja de que se pueden recortar para darles la forma adecuada, si bien es cierto que al cortarlas, se crean tensiones mecánicas en los bordes.

**Tabla 3-1. Propiedades de los piezoelectrónicos empleados**

PROPIEDAD (Unidades)	PVDF	PZT
DENSIDAD "ρ" (g/cm <sup>3</sup> )	1.78	7.6
PERMITIVIDAD RELATIVA : $\epsilon / \epsilon_0$	12	1700
MÓDULO DE YOUNG "Y" (10 <sup>10</sup> N/m)	0.3	4.9
CONSTANTE PIEZOELÉCTRICA (10 <sup>-12</sup> N/m)	$d_{31}=20$ $d_{33}=30$	$d_{31}=180$ $d_{33}=360$
CONSTANTE DE ACOPLAMIENTO (CV/Nm)	0.11	$K_{31}=0.35$ $K_{33}=0.69$

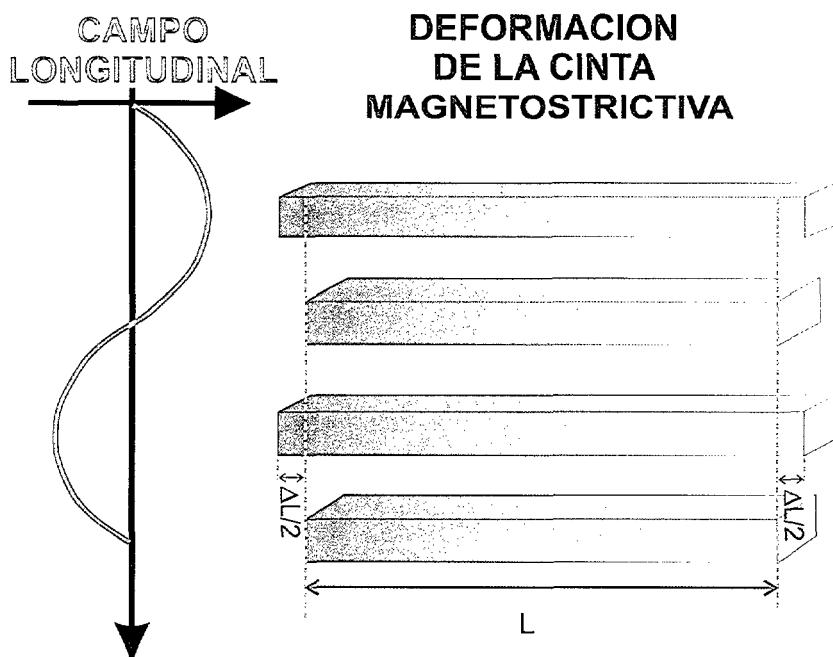
Las películas de PVDF empleadas tienen un espesor de 25μm. Como la superficie y la forma de las películas varía de un sensor a otro, se detalla a medida que se describen los sensores.

Utilizando PVDF como material piezoelectrónico adherido a una cinta ferromagnética se han fabricado dos tipos de sensores:

- sensores PVDF-Metglas excitando la cinta amorfá magnética con corriente
- sensores PVDF-Metglas excitando la cinta amorfá magnética con un campo magnético

El acondicionamiento de la señal, sin embargo, es común a los dos tipos de sensores, por lo que se describe a continuación antes de introducir cada tipo.

La deformación que experimenta una cinta magnetostriactiva cuando se aplica un campo magnético en su entorno es un efecto par, esto es, la deformación es del mismo signo independientemente del sentido del campo. Figura 4.3-2. Esto implica que si se excita la cinta de Metglas a la frecuencia de resonancia del sistema:  $f_r$ , mediante la aplicación de un campo magnético o una corriente, que la imane en un sentido y en otro de una misma dirección a dicha frecuencia, la frecuencia a la que se genera una tensión en los extremos del piezoelectrónico es  $2f_r$ .



**Figura 4.3-2. Deformación de una cinta magnetostriactiva por efecto de un campo magnético sinusoidal**

Si se superpone al campo o la corriente excitadores otro campo magnético lentamente variable, cuya magnitud se pretende medir, la tensión eléctrica generada en el PVDF es una señal portadora de frecuencia  $2f_r$ , modulada por otra señal de la frecuencia del campo externo aplicado.

La tensión de salida del híbrido es de muy baja señal y está afectada por todos los campos electromagnéticos que contribuyen a la excitación. Para no tener un offset elevado comparado con la señal de salida del sensor, los contactos se fijan en el piezoelectrónico y no en el Metglas, aunque ello conlleve el empleo de una geometría menos conveniente (no paralelepípedica.)

Como el sensor pesa muy poco, cualquier tensión en los cables de medida tiende a desplazarlo de su posición. A fin de que el movimiento de vibración no mueva el sensor, se deforma el cable que llega a los contactos del piezoelectrónico a modo de las espiras de un muelle. Figura 4.3-3.

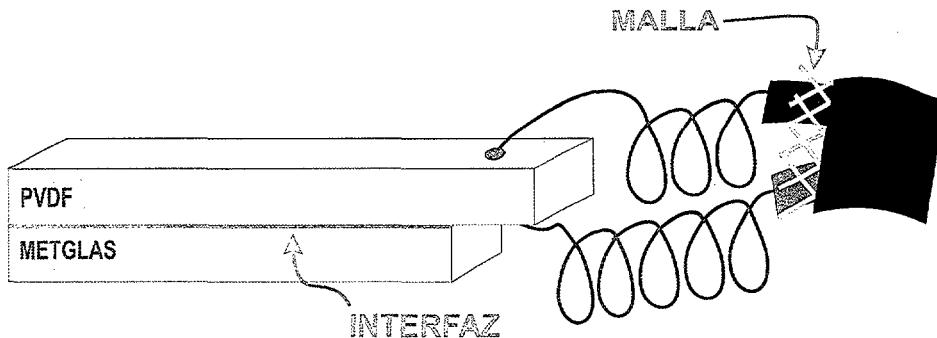


Figura 4.3-3. Cableado del sensor

Finalmente, con el propósito de proteger la señal, se llevan los dos hilos apantallados por una malla al cable coaxial. Los dos hilos en modo diferencial, para evitar ruido, son la entrada de un amplificador y detector en fase referenciado a la frecuencia  $2f_r$ . La constante de integración ha de ser suficientemente baja como para que no se suavice demasiado la señal. La salida del *lock-in* se lleva a un osciloscopio, donde se medirá la composición de la respuesta del sensor frente al campo magnético aplicado.

A continuación se describen los dos sensores realizados.

#### 4.3.1. Sensores Metglas-PVDF excitados con corriente eléctrica

Se puede conseguir una distribución de campo magnético transversal en el interior de una cinta amorfá haciendo pasar por la misma una corriente en la dirección longitudinal. La distribución de campo en el interior de la cinta puede verse en la Figura 4.2-22.

Si la corriente es alterna, el material magnetostrictivo vibra al doble de la frecuencia de la corriente. Dado que por crecimiento la cinta tiene un eje fácil longitudinal, el efecto de dicha corriente es una rotación de  $90^\circ$  de la anisotropía en el plano de la cinta a la frecuencia doble de la de excitación. Es decir, originalmente la cinta tiene anisotropía longitudinal, a medida que va aumentando la corriente en un sentido, la anisotropía transversal se va haciendo más favorable hasta que la corriente induce una anisotropía dominante. Cuando la corriente empieza a disminuir, la anisotropía longitudinal vuelve a ser mayor y lo mismo ocurre en el semiciclo siguiente, en el que la corriente tiene sentido opuesto. El ciclo longitudinal resultante se puede ver en la Figura 4.3-4, donde se ve cómo la curva de imanación oscila entre un ciclo recto y por desplazamiento de paredes y un ciclo tendido en el que el proceso de imanación es de rotación de los espines. La anisotropía así inducida es suficientemente alta como para vencer la anisotropía inducida por crecimiento, sin embargo, no es excesiva, con una corriente máxima de 100 mA el campo máximo obtenido es 33 A/m, que no llega a saturar la cinta en la dirección transversal.

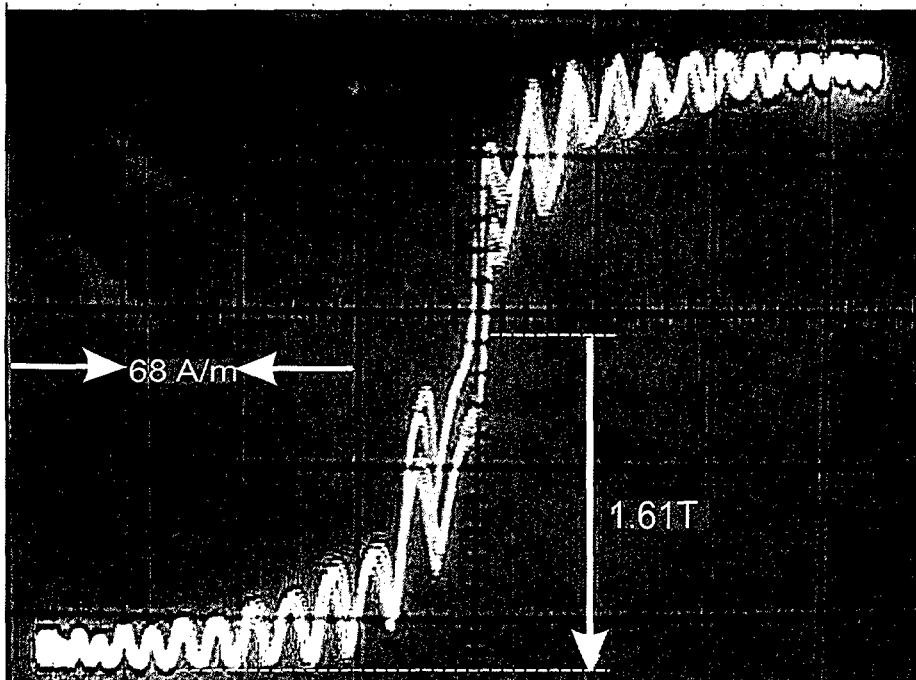


Figura 4.3-4. Ciclo de histéresis del sensor por cuyo elemento magnetostrictivo circula una corriente.

El sensor está formado por la cinta de Metglas, con una longitud de 3.5cm y el material piezoelectrónico, la lámina de PVDF. Hay que asegurar que el campo de la cinta sea máximo, hay que pasar la corriente por la muestra y no por el electrodo del piezoelectrónico cuya conductividad es superior. Pero la interfaz viscosa aísla la cinta del PVDF y la de Metglas. La lámina piezoelectrica tiene una longitud ligeramente mayor: 4cm para poder hacer los contactos sobre su superficie. Las dimensiones del sensor son: 40mm x 4mm x 0.075mm.

Solamente con esta disposición, excitando el material magnético con una corriente de 100mA a 2kHz, y con un campo externo de una frecuencia entorno a 400Hz, en los electrodos del PVDF se observa la señal portadora modulada por el campo, como se ve en la foto de la Figura 4.3-5. En esta señal, de una amplitud próxima al mV, parece haberse eliminado la contaminación por el ruido ambiental.

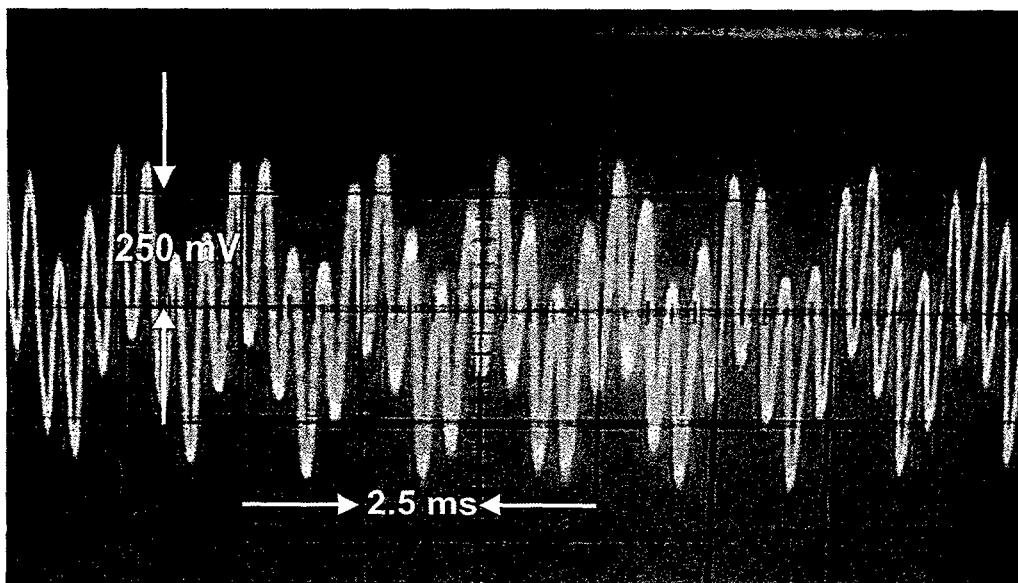


Figura 4.3-5. Señal de respuesta del sensor.

La configuración final de medida se esquematiza en la Figura 4.3-6, donde la referencia del lock-in es el doble de la frecuencia de excitación. Dada la susceptibilidad del sensor al ruido, hay que tener mucho cuidado con el apantallamiento de todas las señales así como con la longitud de los cables, que ha de ser la mínima posible. Además, los cables de señales han de mantenerse apartados del sensor en la medida de lo posible. Casi todos los cables son coaxiales y algunos que van con dos hilos, se llevan trenzados para no crear campos que puedan perturbar la respuesta del sensor.

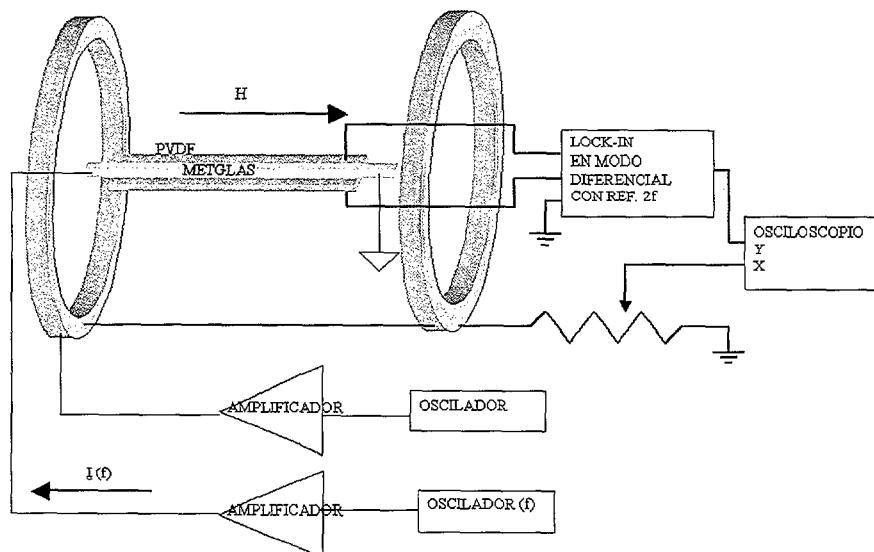


Figura 4.3-6. Montaje experimental de medida.

La curva de respuesta obtenida es la que se muestra en la Figura 4.3-7. Se trata de una respuesta prácticamente lineal, con un campo coercitivo muy pequeño, menor que 5A/m pero con una sensibilidad de 6.37V/T, que es unas diez veces menor que la sensibilidad esperada, dados los valores del coeficiente piezoeléctrico  $d_{31}$  del PVDF, comparado con el del PZT y el espesor de la lámina piezoeléctrica del sensor, también en relación con el espesor de la cerámica en los sensores con PZT como piezoeléctrico.

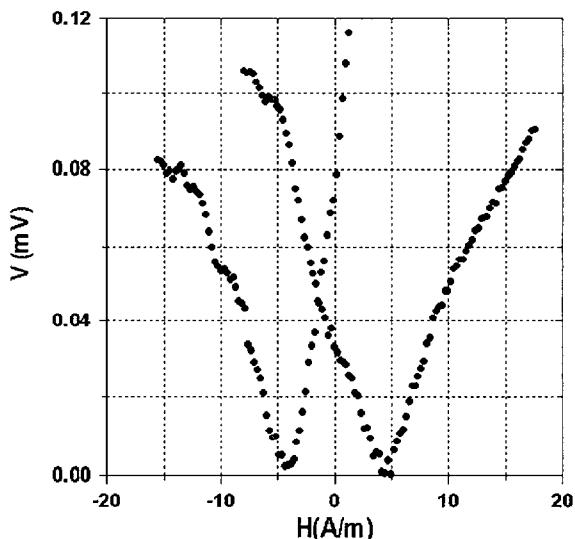


Figura 4.3-7. Respuesta del sensor cuando se pasa a través de la cinta de Metglas una corriente de 100 mA.

Una posible explicación de la baja sensibilidad del sensor es una deformación inadecuada del PVDF. Para descartar esta hipótesis, se fabrica un sensor con dos cintas de Metglas iguales en lugar de una. Cada una de las cintas se adhiere a una de las superficies del material piezoeléctrico. Las cintas se conectan en serie, esto es, por ellas pasa la misma corriente. Así, se garantiza que la deformación de ambas superficies es la misma.

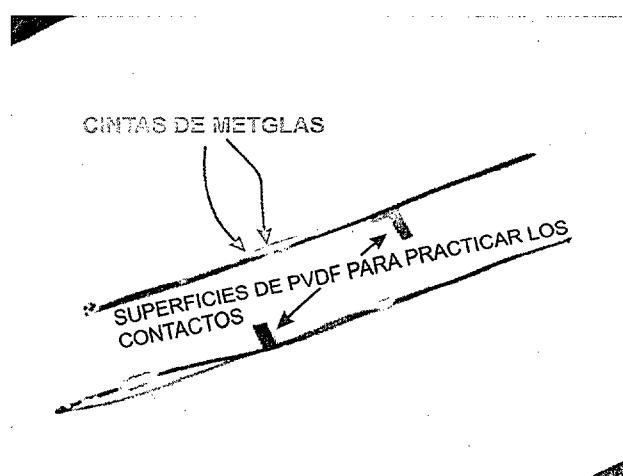


Figura 4.3-8. Sensor de PVDF-Metglas con dos cintas de Metglas.

La geometría del sensor cambia ligeramente ya que con esta nueva configuración, no se puede aumentar la longitud de la lámina de PVDF respecto a la de la cinta de Metglas sin correr el riesgo de que toque con los cables. Aunque los cables están apantallados, no hay que olvidar que la lámina de piezoeléctrico es muy delgada y una presión pequeña sobre el mismo puede perturbar la señal de respuesta. Por esta razón se deja una zona en un lateral de la lámina como se ve en la Figura 4.3-8 para hacer los contactos.

Con esta disposición y el montaje de medida de la Figura 4.3-6, los resultados obtenidos son los siguientes:

- Para una corriente de 100mA la curva de respuesta se muestra en la Figura 4.3-9(a). La curva sigue siendo prácticamente lineal, y la histéresis del sensor disminuye de forma considerable. Esto es debido a que el campo creado por la corriente en el entorno de una de las cintas, proporciona la energía magnética suficiente como para iniciar el movimiento de las paredes en la otra cinta. Sin embargo, la sensibilidad disminuye a 1.27V/T.
- Para una corriente de 150mA, que es la máxima corriente que se debe aplicar porque para esta corriente la cinta alcanza temperaturas que pueden despolarizar el PVDF, se obtiene como respuesta la curva de la Figura 4.3-9(b).

En esta curva se observa un buen comportamiento en una de las ramas, la primera que se mide (trazo en negro) y una degradación de las respuesta en la segunda rama medida (trazo en rojo.) Si se mantiene el sensor midiendo hasta que su temperatura se estabiliza, la respuesta degenera en una curva como la segunda rama de la Figura 4.3-9(b). No obstante, midiendo en la primera rama, se observa que la sensibilidad del sensor aumenta unas diez veces con respecto al sensor de una sola cinta de Metglas.

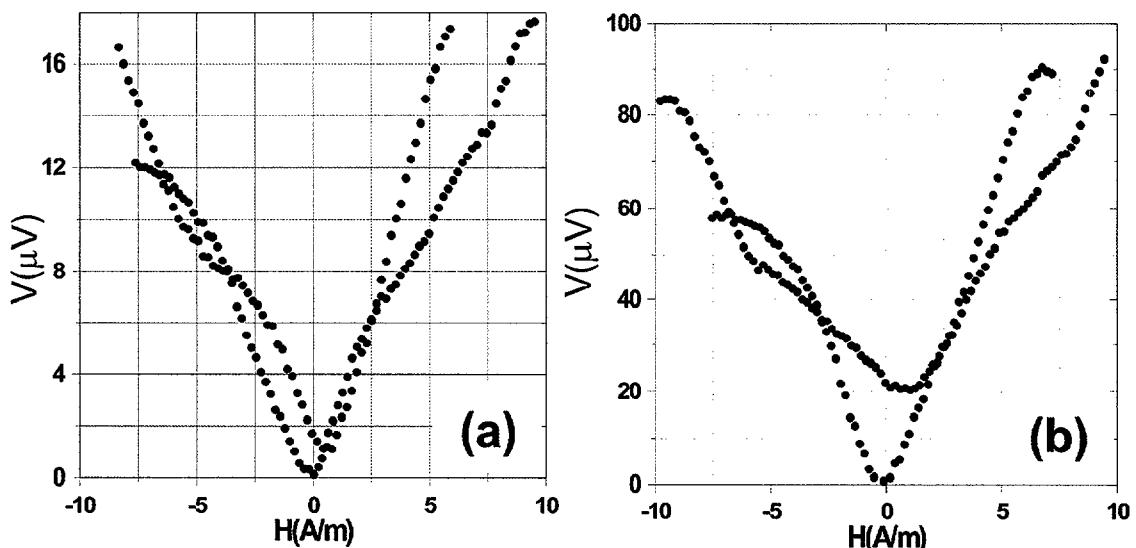


Figura 4.3-9. Curvas de respuesta del sensor con dos cintas de Metglas para corrientes de excitación de 100mA (a) y 150 mA (b).

De acuerdo con esto, se puede concluir que la escasa sensibilidad que presentan estos sensores comparándola con la de los sensores que emplean PZT como material piezoelectrónico e inductor de las tensiones mecánicas es debida a lo siguiente:

La cerámica es un material muy poroso de modo que sus electrodos, cuyo espesor es pequeño comparado con el espesor de la propia cerámica, reproducen ligeramente la rugosidad superficial del piezoelectrónico. Esto da lugar a que la interfaz viscosa tenga una adherencia muy buena aunque la temperatura de la misma sea alta y su fluidez mayor. En cambio, el plástico piezoelectrónico no tiene ninguna rugosidad. Su superficie es totalmente lisa y, por lo tanto, los electrodos presentan una superficie especular. A temperaturas bajas (temperatura ambiente) el acoplamiento es menor que en el caso de la cerámica pero es efectivo, mientras que al elevarse la temperatura hasta la temperatura de trabajo, como consecuencia del calor disipado por la cinta, el bálsamo de Canadá se va volviendo más fluido y pierde adherencia con la superficie del piezoelectrónico, por lo que la transmisión se hace menos efectiva y la sensibilidad de los sensores disminuye.

Para mejorar la respuesta del sensor en sensibilidad y repetitividad, hay que evitar en la medida de lo posible el calentamiento de la interfaz viscosa. Una solución a este problema es evitar el calentamiento de las cintas por disipación y en vez de hacer pasar corriente a su través, aplicar un campo magnético excitador, como se verá en el apartado siguiente.

#### 4.3.2. Sensores Metglas\_PVDF excitados con campo magnético

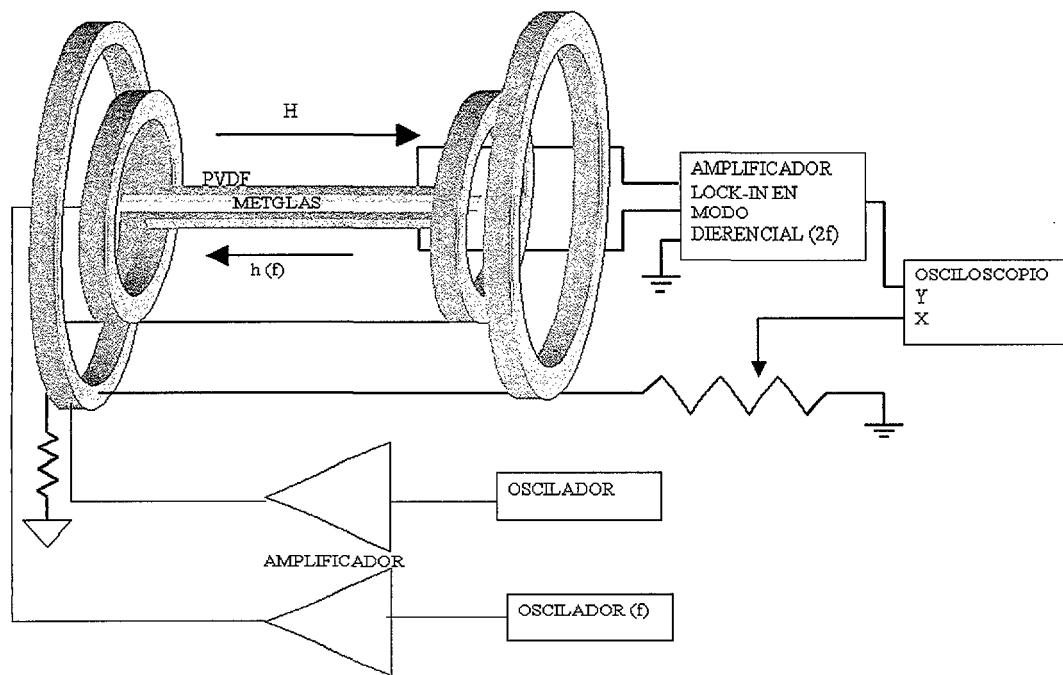
Otra forma de poner a vibrar mecánicamente una cinta de Metglas es aplicar un campo magnético alterno en su entorno. Al igual que una corriente, el efecto del campo magnético en la deformación de la cinta es un efecto par.

Aplicando un campo magnético externo para excitar la cinta habrá un calentamiento debido a la vibración mecánica pero se evita el calentamiento debido al efecto Joule, presente en los sensores del apartado anterior.

Esta es la idea de este nuevo sensor, que sin embargo, presenta el inconveniente de que necesita unas bobinas para la excitación magnética.

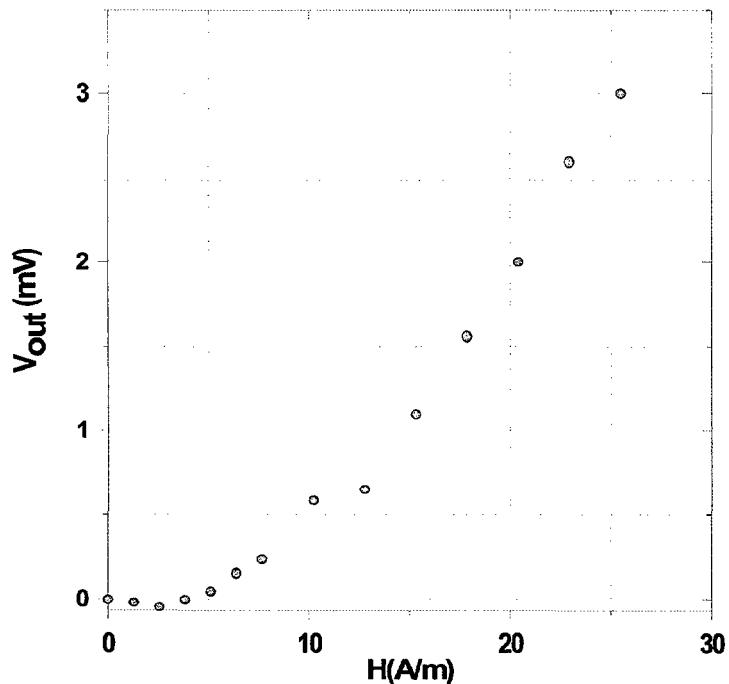
En este dispositivo, hay una pérdida de sensibilidad intrínseca debido a que en ningún momento se inducen anisotropías fuera del eje longitudinal. El sensor se imana conforme se aplica el campo, siguiendo en todo momento el mismo ciclo de histéresis, por desplazamiento de paredes.

El montaje de medida es similar al anterior, salvo que la fuente de corriente que hacía pasar la corriente por la cinta, alimenta unos pequeños carretes de baja autoinducción que generan un campo saturante sinusoidal (de 300A/m de pico) de una frecuencia de 1.8kHz.. Figura 4.3-10.



**Figura 4.3-10. Configuración de medida.**

Midiendo el campo punto por punto se obtiene la curva de respuesta de la Figura 4.3-11. Este último sensor tiene una sensibilidad de 160V/T y un campo coercitivo de 2.5 A/m. El sensor es prácticamente lineal.



**Figura 4.3-11. Respuesta del sensor excitado con un campo magnético.**

En este tipo de sensores se hace más importante que en los sensores del apartado 4.2, la necesidad de eliminar la interfaz ya que la sensibilidad del mismo está claramente limitada por el comportamiento del bálsamo de Canadá con la temperatura. Si bien, la deposición de cualquier material sobre el piezoelectrónico ha de hacerse a una temperatura muy por debajo 100°C ya que a esta temperatura se produce la despolarización del piezoelectrónico.

Esta condición también es una limitación en la aplicación de este sensor, que sólo puede trabajar en entornos de temperaturas bajas y campos eléctricos moderados.

Las conclusiones que se extraen de los resultados anteriores son las siguientes:

Se puede fabricar un sensor magnético piezoelectrónico-magnetostriactivo que detecte campos a través de los efectos cruzados piezoelectrónico-magnetostriactivo sin emplear bobinas secundarias en la detección, a base de pasar corriente por el material magnetostriactivo. Esta corriente induce una anisotropía variable en el eje transversal del sensor. Al aplicar un campo magnético externo en la dirección longitudinal, la competencia dinámica entre la anisotropía inducida y el propio campo generan una respuesta en forma de tensión en el material piezoelectrónico.

La sensibilidad de estos sensores resulta ser menor que la calculada si se compara con la de los sensores piezoelectrónico-magnetostriactivo que emplean cerámicas como material piezoelectrónico debido a que la interfaz viscosa y la superficie del PVDF presentan una pérdida de adherencia al aumentar la temperatura, que influye de forma negativa en la transmisión del movimiento [26].

Evitar el calentamiento Joule y mejorar la sensibilidad del sensor tiene el inconveniente de emplear bobinas para excitar magnéticamente el material magnetostriactivo.

#### 4.4 Conclusiones.

A la vista de los resultados obtenidos en este capítulo, se puede concluir lo siguiente:

Los sensores híbridos bimorfo-magnetostriactivo son una buena alternativa de sensores de pequeño tamaño y económicos en el rango de 1 mT hasta 100 pT. Estos sensores suponen una mejora sustancial de los sensores híbridos piezoelectrónico-magnetostriactivo en cuanto a que las deformaciones de los bimorfos en la superficie son mayores que las de los piezoelectrónicos para un mismo campo eléctrico aplicado, presentan una deformación más uniforme, por lo que la anisotropía inducida en el material magnetostriactivo en la vibración es más homogénea, y la frecuencia de trabajo es menor que en los sensores híbridos piezoelectrónico-magnetostriactivo, lo que favorece la posterior miniaturización. Aunque los sensores con bimorfos comerciales y cintas magnetostriactivas adheridas a ellos, presentan unas curvas de respuesta frente al campo magnético muy buenas, para evitar pérdidas de transmisión por una interfaz inadecuada así como repetitividad en la respuesta, lo más conveniente es depositar el material magnetostriactivo sobre el bimorfo.

En este sentido, se comprueba que el crecimiento por *sputtering* de un material magnetostriktivo sobre bimorfos da lugar a materiales magnéticos con un campo coercitivo muy alto. Esto es debido a que las finas capas depositadas por *sputtering* reproducen la rugosidad de los bimorfos, de superficie porosa y esta rugosidad dificulta el movimiento de las paredes magnéticas.

La electrodeposición es una técnica de deposición más adecuada para este fin. Sin embargo, es difícil encontrar electrolitos para depositar las composiciones deseadas. Las pruebas hechas hasta ahora con sensores híbridos bimorfo-magnetostriktivo depositando el elemento magnetostriktivo por electrodeposición sobre el bimorfo, dan lugar a sensores que necesitan un campo polarizador para medir.

La tendencia futura de esta línea de sensores debe ir encaminada a encontrar electrolitos para crecer materiales magnéticos de alta magnetostricción sobre los bimorfos o bien en depositar por tape casting piezoeléctrico sobre un material magnetostriktivo de alta magnetostricción e imanación a saturación y bajo campo coercitivo en lámina.

Los sensores híbridos piezoeléctrico-magnetostriktivo cuando trabajan con el material magnetostriktivo como inductor de las tensiones mecánicas son sensores sin bobinas, en principio, lo que disminuye la complejidad, el peso y el cableado de este tipo de sensores. El elemento piezoeléctrico que se ha elegido para este tipo de sensores con cintas de Metglas es el PVDF porque se presenta en láminas muy delgadas fácilmente deformables por una cinta de 50  $\mu\text{m}$  de Metglas.

Este componente, añade un inconveniente al problema de la interfaz y es que su superficie es especular, por lo que al calentarse, el pegamento fluye por la superficie dejando de transmitir las tensiones entre el magnetostriktivo y el piezoeléctrico. Por esta razón, este tipo de sensores debería seguir una línea similar a los sensores en los que el piezoeléctrico es el inductor de las tensiones mecánicas. Se debe crecer el piezoeléctrico sobre el material magnetostriktivo, siguiendo el criterio de que se deposite el material de menor espesor sobre el de mayor espesor.

### Bibliografía:

- 1 J. D. Livingston, Magnetomechanical Properties of Amorphous Metals, Phys Stat. Sol. (a) 70 (1982) 591-596.
- 2 Warren P. Mason, Piezoelectricity, its history and applications, J. Acoust. Soc. Am. 70 6 (1981) 1561-1566.
- 3 A. Pantinakis, D. A. Jackson, High-sensitivity low-frequency magnetometer using magnetostriuctive primary sensing and piezoelectric signal recovery, Electr. Lett., 22 14 (1986) 737-738.
- 4 A. Pantinakis, D. A. Jackson, Limitations of an amorphous-metal magnetometer operated by modulating the magnetostriuctive strain, J. Appl. Phys. 65 7 (1989) 2872-2874.
- 5 M. D. Mermelstein, C. Askins, A. Dandridge, Stress-relieved magnetoelastic amorphous metal DC magnetometer, Electr. Lett. 23 6 (1987) 280-281.
- 6 M. D. Mermelstein, A. Dandridge, Low frequency magnetic field detection with a magnetostriuctive amorphous metal ribbon, Appl. Phys. Lett. 51 7 (1987) 545-547.
- 7 M. D. Mermelstein, A. Dandridge, Nonlinear magnetization in magnetostriuctive amorphous metal ribbons, J. Appl. Phys. 63 8 (1988) 3915-3917.
- 8 B. J. Lynch, H. R. Gallantree, A new magnetic sensor technology, GEC Journal of Research 8 1 (1990) 13-20.

- 9 J.L. Prieto, C. Aroca, E. López, M.C. Sánchez, P. Sánchez, New Type of two-axis magnetometer, IEE Electr.Lett. 31 (1995) 1072-1073.
- 10 J.L. Prieto, C. Aroca, M.C. Sánchez, E. López, P. Sánchez, Magnetization processes and optimal performance of magnetostriuctive piezoelectric sensors, J. Appl. Phys. 79 9 (1996) 7099-7106.
- 11 C. Aroca, J. L. Prieto, P. Sanchez, E. Lopez, M.C. Sanchez, Current effects in magnetostrictive piezoelectric sensors, J. Mag. Mag. Mat., 174 (1997) 289-294.
- 12 J.L. Prieto, PhD thesis, Materiales Híbridos Piezoeléctrico-magnetostriktivos y Posibles aplicaciones, E.T.S.I.Telocomunicación, U.P.M., 1997.
- 13 J. L. Prieto, C. Aroca, P. Sanchez, E. Lopez, M.C. Sanchez, Reducing Hysteresis in Magnetostrictive-Piezoelectric Magnetic Sensors, IEEE Trans. on Mag. Mag. Mat. 34 (1998) 3913-3915.
- 14 J.L. Prieto, C. Aroca, E. López, M.C. Sánchez, P. Sánchez, Magnetostrictive-piezoelectric magnetic sensor with current excitation, J.Mag. Mag. Mat. 215-216 (2000) 756-758.
- 15 J.L. Prieto, P. Sánchez, C. Aroca, E. López, M.C. Sánchez, O. de Abril, L. Pérez, Improving the characteristics in magnetostrictive-piezoelectric sensors when the viscous interface is removed, Sensors and -Actuators 84 (2000) 338-341.
- 16 IEEE Std. 176-1978, IEEE Standard on Piezoelectricity, The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. (1978).
- 17 M. Alonso y E. J. Finn, Física, vol II, Addison Wesley Longman de México S.A. de C. V. Ed 1998.
- 18 M. Vázquez, Resistencia de Materiales, Editorial Noela ed 1994.
- 19 B.D. Cullity, Introduction to magnetic materials, Addison Wesley Publishing Company, U.S.A., 1992 ed.
- 20 S. Chikazumi, Physics of Ferromagnetism, Oxford Science Publications English ed.1997.
- 21 M.D. Michelena, C. Aroca, E. López, M.C. Sánchez, P. Sánchez, New hybrid Magnetometric Sensor, Sensors & Actuators A 100 (2002) 153-159.
- 22 M.C. Sánchez Trujillo. Tesis Doctoral. Universidad Complutense de Madrid.
- 23 L. Perez et al, Electrodeposited amorphous CoP multilayers with high permeability, J. Mag. Mag. Mat. 215-216 (2000) 337-339.
- 24 A. Brenner, Electrodeposition of Alloys, Academic Press Inc., ed. 1963.
- 25 F.E. Luborsky, Amorphous Metallic Alloys, Butterworths & Co. ed 1983.
- 26 L. Pérez, Ó. de Abril, M. Díaz, M. C. Sánchez, C. Aroca, E. López, P. Sánchez, Control de la anisotropía en multicapas ferromagnéticas mediante la modulación de la imanación de saturación, Proc. De la Reunión Nacional de Materiales (1999).
- 27 M.D. Michelena, C. Aroca, E. López, M.C. Sánchez, P. Sánchez, Piezoelectric-Magnetostrictive Sensor using Stripe Actuators, J.M.M.M 242-245, (2002) 1160-1162
- 28 J.A. Osborn, Demagnetizing Factors of the General Ellipsoid, Physical Review 67 11-12 (1945) 351-357.
- 29 M.D. Michelena, C. Aroca, E. López, M.C. Sánchez, P. Sánchez, PVDF-Metglas magnetic sensor, Proc. of the EMSA 2002.



# 5

## Aplicación al Proyecto NANOSAT

En este capítulo se hace una breve introducción al Proyecto NANOSAT. A continuación se describen los dos sensores magnético desarrollados en el marco de este satélite. Se explica brevemente el fundamento físico de los sensores, y en más profundidad, la electrónica de acondicionamiento asociada.

### INDICE

- 5.1 La Misión NANOSAT**
- 5.2 Campo magnético terrestre**
- 5.3 Sensor de Magnetoresistencia anisotrópica para el ACS de NANOSAT. Electrónica de acondicionamiento.**
  - 5.3.1 El transductor de campo magnético**
  - 5.3.2 Electrónica de acondicionamiento**
  - 5.3.3 Resultados**
- 5.4 Nanosensor Magnético de Efecto Faraday. Electrónica de Acondicionamiento**
  - 5.4.1 Módulo de Faraday**
  - 5.4.2 Módulo de la Electrónica de Control**
  - 5.4.3 Resultados**
- 5.5 Conclusiones**
  - 5.5.1 Sensor Magnético del ACS**
  - 5.5.2 Nanosensor Magnético**

## 5.1 La Misión NANOSAT

La tecnología espacial constituye un sector de aplicación para el campo de las microtecnologías, y un sector de aplicación en potencia para la nanotecnología, dadas las limitaciones de peso, espacio y energía, siempre condicionantes en el diseño y realización de satélites. Esta tecnología se ha convertido en los últimos años en un motor en el desarrollo de instrumentos microtecnológicos. La tendencia continúa hoy en día, y evoluciona en la línea de la miniaturización llegando en ocasiones a la escala del nanómetro [1,2,3].

Si además de estos aspectos, los instrumentos nanotecnológicos se pueden fabricar en serie a bajo coste y con alta fiabilidad, la interesante idea de crear constelaciones de nanosatélites se hace factible [3].

Esta idea se extiende a nivel mundial y son muchos los países que dedican recursos al desarrollo de estos pequeños satélites.

NANOSAT es un pequeño satélite de comunicaciones de órbita baja (LEO-Low Earth Orbit) y cuasipolar, para dar servicio a estaciones científicas en latitudes polares (Antártida, Tierra de Fuego, Islandia). NANOSAT se diseña y se desarrolla en el INTA (Instituto Nacional de Técnica Aeroespacial) en colaboración con otras instituciones y organismos [1].

Entre sus principales objetivos NANOSAT pretende hacer demostraciones en vuelo de micro y nanotecnologías en el entorno espacial. Como aplicación funcional se pretende establecer comunicaciones digitales entre el satélite y las estaciones científicas remotas distribuidas por toda la superficie terrestre, así como con una Estación Central, empleando técnicas de comunicación en diferido (store-and-forward). El subsistema de comunicación, emplea una modulación CPM (Continuous Phase Modulation) del tipo GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying) junto con eficientes técnicas de sincronismo de la portadora y de bit en el receptor.

NANOSAT nace como un satélite de bajo coste por lo que en un principio se evita el empleo de componentes endurecidos frente a radiación salvo en las partes esenciales para la misión. En su lugar, se propone realizar ensayos en lotes de componentes militares para elevar su categoría, en el caso de que los componentes soporten dichos tests (upscreening), y se recurre al apantallamiento para combatir los posibles daños por dosis de radiación acumulada. La filosofía de diseño ha cambiado y actualmente sólo uno de los experimentos, el nanosenso magnético, continua con un diseño basado en componentes militares.

NANOSAT consta principalmente de los subsistemas siguientes:

1. **UNIDAD DE POTENCIA (PDU-Power Distribution Unit).** Esta unidad incluye los paneles solares de GaAs, las baterías y la electrónica necesaria para generar y distribuir las líneas de alimentación. En este subsistema se generan las líneas de potencia necesarias para el resto de los equipos usando convertidores DC/DC a partir del bus principal, cuya tensión oscila entre los 18 y los 22V. Las líneas se distribuyen en una configuración de estrella a través de pares trenzados. Hay cuatro grupos claramente diferenciados desde el punto de vista del suministro de potencia:

- Subsistema de RF y antenas
- Computador de abordo (OBDH-On Board Data Handling)
- Control de actitud (ACS-Attitude Control System)
- Experimentos.

Existe también una interfaz entre PDU y OBDH para llevar a cabo las funciones de telemetría del estado de las baterías y paneles solares, y para el encendido y apagado de los subsistemas optimizando así el consumo de potencia.

2. **COMPUTADOR DE ABORDO (OBDH).** El computador de abordo es la unidad central de procesado del satélite. Almacena y procesa los datos enviados y recibidos del subsistema de comunicaciones y los datos de los sensores magnéticos, experimentos y la PDU. Se basa en un microcontrolador 68332 de Motorola al que se le han hecho pruebas de radiación de rayos gamma y partículas.
3. **MODEM.** El módem digital de NANOSAT está basado en una modulación GMSK. Está dotado de técnicas de codificación en el canal digital para mejorar la tasa de error de bit. Todas las funciones de sincronismo se implementan de forma digital. El módem recibe la alimentación del panel trasero (back pannel), que comparte con el OBDH. Sus funciones principales están implementadas en un procesador digital de señal (DSP). Existe un ASIC (Applied specific Integrated Circuit) redundante del DSP.
4. **SUBSISTEMA DE RF Y ANTENAS.** Este subsistema se encarga de modular y demodular las componentes en fase y en cuadratura de banda base suministradas por el módem. Incluye una etapa a una frecuencia intermedia de 70MHz, así como los osciladores locales necesarios para convertir la señal de la frecuencia intermedia a 387.4MHz, con la que se envía a las estaciones terrenas, y la señal recibida de 400MHz a 70MHz para su posterior procesamiento. La salida del amplificador de alta potencia (HPA-High Power Amplifier) se introduce en la red de formación de haz (BFN-Beam Forming Network), que alimenta 4 monopolos con bases 0°, 90°, 180° y 270°, para generar polarización circular. Un diplexor permite que ambos caminos compartan la antena.
5. **SUBSISTEMA DE CONTROL DE ACTITUD ACTIVO.** Este Subsistema consiste en un conjunto de cuatro sensores magnéticos, un conjunto de seis sensores solares colocados en el exterior del satélite, tres magnetopares ortogonales y el software de control necesario. El sistema de actuadores tiene como función dotar de espín al satélite y orientar convenientemente el satélite. (El sistema de carga secundaria del lanzador ARIANE 5 deja el satélite sin una actitud controlada inicialmente).
6. **EXPERIMENTOS.** Este bloque incluye un sensor magnético monoaxial, y dos experimentos de comunicaciones ópticas inalámbricas (OWLS-Optical Wireless Links for Intrasatellite Communications): uno para redundar el cableado de interfaz de tres de los sensores magnéticos del ACS con el OBDH, y el otro establece un lazo cerrado de comunicación en el que el OBDH genera datos de forma pseudoaleatoria que se transmiten y reciben

por IR (infrarrojos), extrayéndose una medida de la tasa de error de bit (BER-bit error rate).

Tanto los sensores magnéticos del ACS como los sensores experimentales tienen una interfaz analógica con el OBDH.

En cuanto al análisis de la misión, NANOSAT es un satélite destinado a lograr tres objetivos:

- El primero es el establecimiento de comunicaciones en diferido, así como un servicio de correo entre las estaciones terrenas en situaciones remotas y la Estación Central en Madrid. Entre dichas estaciones se encuentran la estación Juan Carlos I, de estudios atmosféricos en la Antártida, y la de Izaña en las Islas Canarias.
- El segundo objetivo consiste en desarrollar una plataforma espacial de experimentación en las nuevas micro y nanotecnologías. En esta línea NANOSAT lleva abordo un nanosensor magnético y varios nanosensores solares.
- Finalmente, NANOSAT permitirá la calificación de algunos componentes militares y COTS en vuelo.

Dado que la mayoría de las estaciones terrenas están situadas en latitudes altas, la órbita del satélite ha de ser cuasipolar. La órbita tiene una altura promedio de 645km una inclinación de casi 98° y es heliosíncrona. El satélite tiene un periodo de revolución de 97 minutos. Que la órbita sea baja reduce la potencia de transmisión de las comunicaciones. Que sea heliosíncrona y que el satélite esté dotado de espín facilita el control térmico pasivo.

El empleo de antenas omnidireccionales unido a que no hay equipos que precisen un apuntamiento determinado, evita la necesidad de un sistema de apuntamiento.

Por último, la estructura de NANOSAT es poliédrica y tiene dos hemisferios. Cada hemisferio consta de una cara hexagonal y seis trapezoidales, todas ellas con paneles solares en el exterior para evitar la necesidad de paneles desplegables. Ambos hemisferios se unen por el ecuador. Esta geometría es una aproximación a una esfera empleando superficies planas fácilmente mecanizables. Se tiende a una esfera porque maximiza la relación volumen-superficie, reduce la fricción atmosférica (aún existente a la altura de la órbita) y optimiza la distribución de tensiones mecánicas.

En este trabajo se presentan el nanosensor magnético y los sensores magnéticos del ACS de NANOSAT. Por tratarse de temas bien diferenciados tanto en cuanto a la filosofía (el nanosensor es un experimento no esencial para la misión, mientras que el conjunto de sensores magnéticos del ACS constituye una parte esencial del satélite) como al diseño (el nanosensor se diseña con componentes militares 883B y la electrónica de acondicionamiento se diseña con componentes tolerantes a radiación hasta una dosis total de 10 krad y libres de lach-up [4]), se tratarán en apartados separados. A continuación se describe brevemente el entorno magnético de la Tierra y en particular, el campo magnético de la órbita de NANOSAT.

## 5.2 Campo magnético terrestre

El campo magnético terrestre puede considerarse la superposición de dos campo magnéticos: uno interno y otro externo [5].

El campo magnético interno es debido al núcleo terrestre y tiene una distribución cuasidipolar. El polo Norte magnético está situado a unos  $76^{\circ}$  latitud Norte y  $100^{\circ}$  longitud Oeste, mientras que el Sur tiene latitud  $60^{\circ}$  Sur y  $139^{\circ}$  Este. A medida que la altitud aumenta, la intensidad del campo magnético interno decrece y el campo magnético externo comienza a ser una contribución apreciable en el campo magnético total.

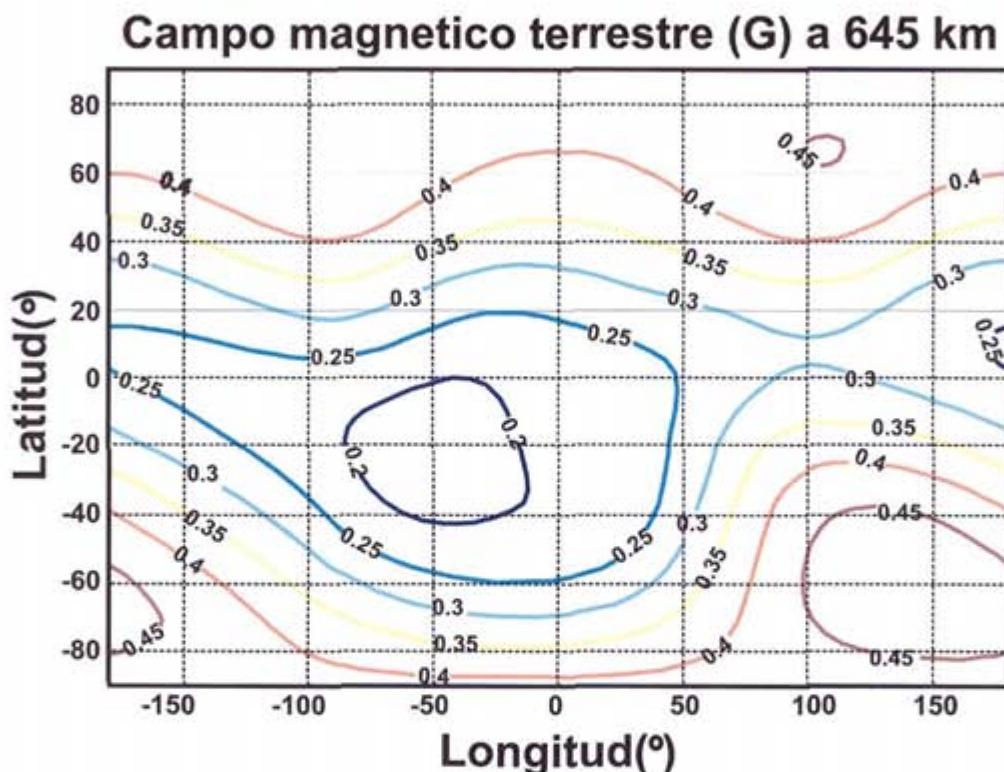


Figura 5.2-1. Líneas de campo magnético a la altura de la órbita de NANOSAT

El campo magnético externo está constituido por el campo magnético que transporta el viento solar y por el campo magnético que induce dicho viento solar en la magnetosfera. Se conoce por viento solar el flujo de plasma formado por gases y partículas energéticas cargadas, procedente del Sol. Su velocidad es de aproximadamente 350km/s. La magnetosfera es la capa comprendida entre la ionosfera y la magnetopausa (capa que separa el viento solar del campo magnético terrestre), en la que el viento solar interacciona con el campo magnético terrestre. Comparado con el campo magnético interno, el campo magnético externo es muy inestable dada la naturaleza variable y cambiante del entorno espacial. Las partículas cargadas, que atraviesan la magnetopausa, pueden atravesar el campo magnético terrestre y fugar a la magnetosfera o bien quedar atrapadas en los cinturones Van Allen. En ocasiones, son recogidas por la estela del campo y fluyen rodeando a las líneas de campo hacia los polos magnéticos. El campo externo se ve afectado gravemente por los ciclos solares. El sol tiene dos ciclos de actividad, uno con un periodo de unos 11 años (Mursula and Ulich 1998), en el que el campo magnético del

Sol pasa de presentar un dipolo alineado con su eje de rotación en un sentido a un dipolo alineado en el sentido opuesto. En este periodo, el Sol parte de una actividad solar mínima, atraviesa una época de máxima actividad y termina en otro período de mínima actividad. El otro ciclo solar es el doble de este primero (22 años aproximadamente) en el que el Sol recupera el sentido del dipolo magnético inicial.

La actividad solar domina prácticamente el entorno de radiación de la Tierra, por lo que el campo magnético externo está totalmente afectado por los ciclos de la estrella.

Para conocer aproximadamente el campo magnético en una órbita terrestre, hay varios programas de simulación basados en cálculos complicados y en los datos procedentes de misiones anteriores tabulados en las cartas estereográficas magnéticas. Dada la naturaleza cambiante de dicho campo, estos modelos tiene un periodo de validez limitado. Para estimar los valores de campo en la altitud correspondiente a la órbita de NANOSAT se emplea el Modelo de campo magnético terrestre de 2000, que tiene una validez de cinco años (WMM-2000). Con este modelo, las líneas de campo magnético terrestre para una órbita de 645km de altitud se representan en la Figura 5.2-1.

Con este diagrama y teniendo en cuenta las posibles derivas que pueda sufrir el sensor se elige un rango dinámico para los sensores de  $\pm 1.5\text{G}$ , que da lugar a una resolución de  $2.9\text{mG}$  digitalizando con 12 bits. Los sensores empleados, por lo tanto han de tener como mínimo esta resolución.

### 5.3 Sensor de Magnetoresistencia anisotrópica para el ACS de NANOSAT: Electrónica de acondicionamiento.

El sistema de control de actitud (ACS) de un satélite tiene como función chequear continuamente la orientación relativa del mismo respecto a un sistema de referencia y actuar sobre dicha orientación en caso de que la actitud del satélite no sea la adecuada. Por lo tanto, el ACS es un sistema complejo y realimentado que precisa de un “sensor de actitud” ya sea de estrellas, solar, de horizonte, de radiofrecuencia, magnético, etc, y de actuadores capaces de impulsar el satélite: propulsión de gases, bobinas magnéticas, par por gradiente de potencial gravitatorio y por presión solar, entre otros para generar momentos externos y ruedas de reacción y de momento, giróscopos, etc para generar momentos internos [6,7,8,9,10]. En NANOSAT se decide emplear un sistema de control de actitud basado en la información de la posición relativa del satélite respecto al campo magnético terrestre y al sol, que los sensores magnéticos y solares proporcionan al OBDH. Como sensores solares se emplean dos tríos de fotodiodos de Si poroso y como sensores magnéticos se emplean dispositivos basados en magnetoresistencia anisotrópica comerciales.

El lanzador ARIANE5 deja NANOSAT sin espín controlado por lo que nada más desprenderse del lanzador, el ACS del satélite ha de empezar a funcionar para orientar el mismo y proporcionarle el espín adecuado. El ACS tiene cuatro modos de operación distintos: de adquisición, seguro, nominal y experimental. Cada uno de ellos más restrictivo en cuanto a los requisitos de orientación. Dependiendo del modo de operación instantáneo, el ACS hace uso de un mayor o menor número de sensores. Así en el modo de adquisición necesita un sensor solar y tres sensores magnéticos, en el modo seguro necesita un sensor solar y dos sensores magnéticos y en el resto de los modos necesita los dos sensores solares y cuatro sensores magnéticos.

Este estudio se centra en los sensores magnéticos del ACS.

Se espera que NANOSAT tenga un movimiento de espín entorno al eje Z (en ejes cuerpo), que es el eje perpendicular al plano de la órbita. Como la órbita es cuasipolar, este eje es perpendicular a las líneas de campo magnético terrestre a lo largo de casi toda la órbita salvo en los polos. Esto significa que en condiciones normales de navegación, la componente de campo magnético medida en esta dirección es casi nula.

Sin embargo, es necesaria la lectura de la componente del campo  $H_z$  en ejes cuerpo en el momento inicial, en el que el satélite, no está orientado y en caso de desorientaciones posteriores. Por esta razón, se decide que dos de los sensores magnéticos midan en las direcciones X e Y en el sistema de referencia del cuerpo y los otros dos midan en un eje a  $45^\circ$  del eje X y a  $45^\circ$  del eje Z , y en un eje a  $45^\circ$  del eje Y y a  $45^\circ$  del eje Z. De este modo, se tiene información del campo en el eje Z a través de las medidas de los dos últimos ejes y se redundan parcialmente las medidas de los ejes X e Y.

Los sensores magnéticos se distribuyen dos a dos en placas electrónicas. Esta redundancia se denomina redundancia en caliente ya que las placas tienen una alimentación común e incluso un interruptor común.

### 5.3.1 El transductor de campo magnético

Los dispositivos empleados como transductores de campo magnético son dispositivos magnetoresistivos comerciales de la casa Honeywell. Se elige emplear dispositivos magnetoresistivos porque presentan poca histéresis [11], gran linealidad, son repetitivos y ofrecen la mejor relación sensibilidad-tamaño de todos los sensores de campo magnético actuales: con sensibilidades de hasta  $0.35\text{mG}$ , son capaces de discernir un cambio de orientación de  $0.18^\circ$  en el campo magnético terrestre en altura ( $H_T = [200,300]\text{mG}$ ) Además, un reducido tamaño implica en este caso una disminución de peso en la carga útil, muy conveniente en los nanosatélites.

La casa Honeywell fabrica un sensor triaxial que consiste en dos transductores uno monoaxial y otro biaxial, y toda la electrónica de acondicionamiento necesario, pero este sensor está fuera de norma para su uso espacial, tanto en los componentes que emplea en el acondicionamiento como en el montaje de los mismos en la placa electrónica. En una inspección visual de varios lotes con un microscopio óptico, se vio que las soldaduras sobre los pines presentan restos del barniz del estaño, hay condensadores de montaje superficial apilados en varias posiciones de un mismo híbrido, en algunos casos las huellas de cobre en la placa para los condensadores de montaje superficial son del mismo tamaño que el casquete metalizado del propio condensador por lo que no hay espacio para dejar el menisco obligatorio de estaño, en algunas de las series, los integrados no están bien situados sobre su huella sino que están desplazados o girados, etc.

Por esta razón es necesario diseñar una electrónica de acondicionamiento de acuerdo con los estándares para espacio así como realizar un proceso de cribado de los dispositivos comerciales y llevar a cabo tests de radiación para irradiar con distintas dosis un lote de los transductores que se emplean y comprobar si son o no sensibles a la radiación.

Los dispositivos magnetoresistivos ensayados para NANOSAT son el HMC1002, biaxial y el HMC1021, monoaxial. Finalmente se decide emplear este último porque existe en encapsulado cerámico, que ofrece más fiabilidad que el encapsulado plástico. Además, la inspección visual con microscopio de los sensores HMC1001 y HMC1002 no fue del todo satisfactoria ya que en todos ellos, aparece el cobre por fuera del encapsulado.

En este apartado se describe la electrónica de acondicionamiento robusta que se emplea, pero previamente conviene entender el principio físico de estos transductores y conocer la configuración dentro del circuito integrado.

La magnetoresistencia es la propiedad de los materiales de variar su resistencia eléctrica al aplicarles un campo magnético externo. La magnitud de este efecto varía mucho. Así para magnetoresistencia anisotrópica un valor típico puede ser del 2% a temperatura ambiente, para magnetoresistencia gigante en estructuras de multicapas, un 50% a bajas temperaturas y un 99.9% para el caso de la magnetoresistencia colosal [12]. La magnetoresistencia depende del valor del campo magnético aplicado y de la dirección relativa entre el campo aplicado y la corriente que circula por el material. De los cuatro tipos fundamentales de magnetoresistencia [12,13]: magnetoresistencia ordinaria, magnetoresistencia anisotrópica, magnetoresistencia gigante y magnetoresistencia colossal, se va a emplear un dispositivo basado en magnetoresistencia anisotrópica (AMR-anisotropic magnetoresistance) porque presenta una sensibilidad suficiente de acuerdo con los requisitos de la misión y es mucho más fácil de fabricar, y más económica.

La AMR se da en metales y aleaciones ferromagnéticos para campos magnéticos débiles. Se la califica como “anisotrópica” porque a diferencia de la magnetoresistencia ordinaria (OMR), en las AMR la resistividad para campo magnético y corriente eléctrica paralelos aumenta mientras que para campo magnético y corriente eléctrica perpendiculares disminuye (Figura 5.3-1).

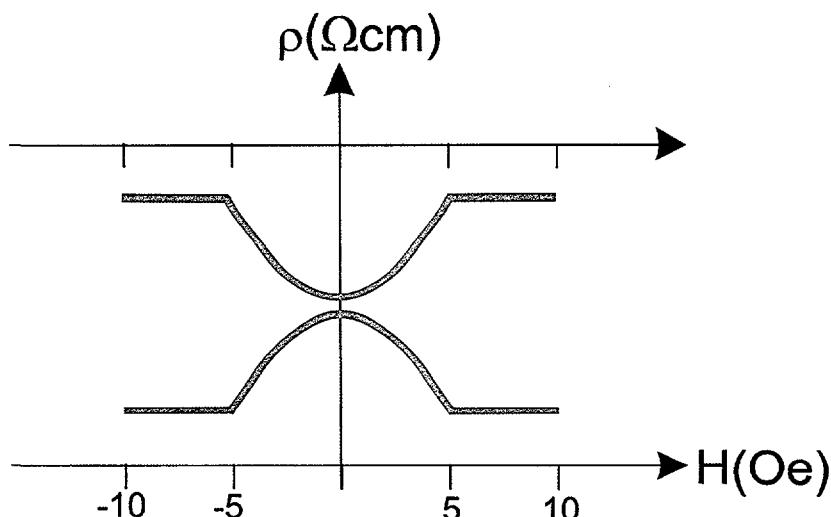


Figura 5.3-1. Variación de la resistencia con el campo aplicado en un material que presenta magnetoresistencia anisotrópica.

El origen físico de la AMR es el acoplamiento spín-órbita. Las nubes electrónicas de los materiales ferromagnéticos, se deforman ligeramente al imanarse y esta deformación afecta a la dispersión de los electrones de conducción que

atraviesan el metal. Cuando se aplica un campo perpendicular a la corriente, los orbitales electrónicos se extienden perpendiculares al campo y paralelos a la corriente por lo que los electrones de conducción se dispersan poco y la resistividad es baja. Cuando el campo es paralelo a la corriente, los orbitales electrónicos son perpendiculares a la dirección de los electrones de conducción y éstos son dispersados en mayor medida: la resistividad es alta (Ver Figura 5.3-2).

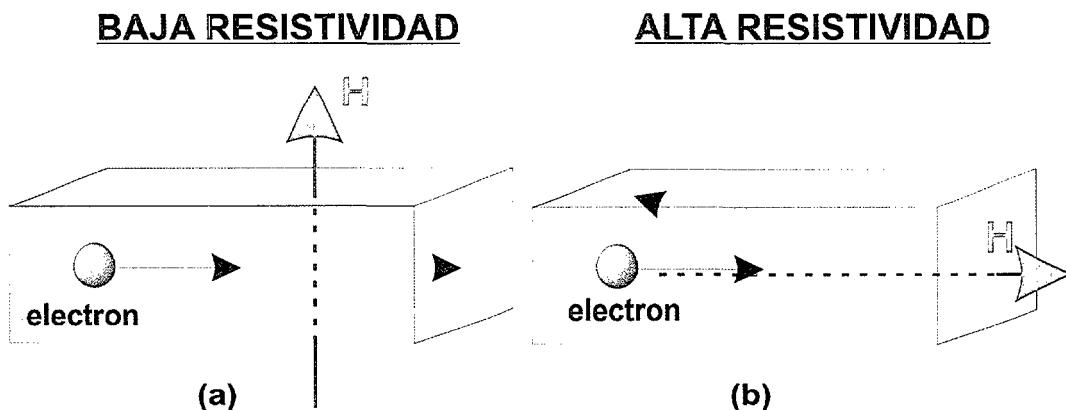
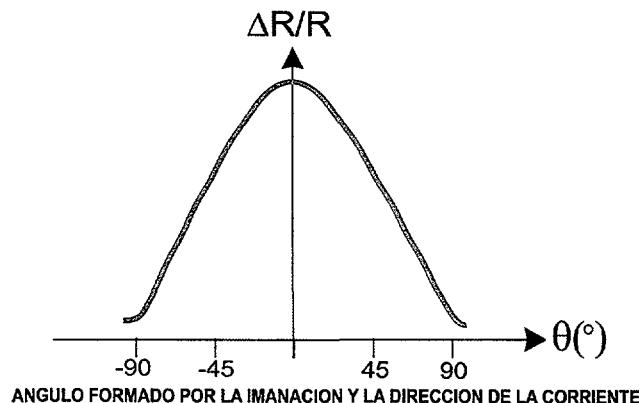


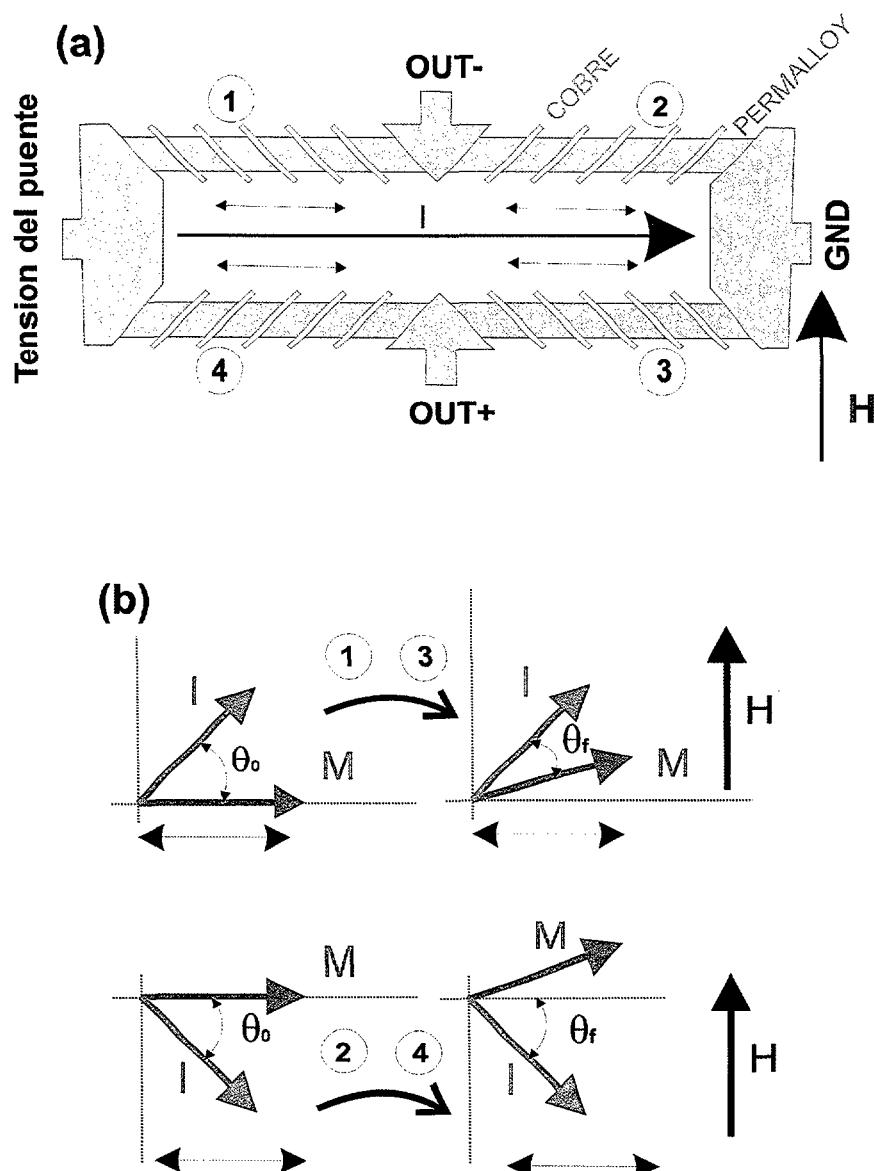
Figura 5.3-2. Relación entre la disposición de los orbitales electrónicos y la resistividad.

El efecto de magnetoresistencia anisotrópica es par con el ángulo formado por la imanación y la corriente. Ver Figura 5.3-3. Para poder distinguir entre campos positivos y negativos, hace falta trabajar con cierta polarización. Hay varios métodos para polarizar una AMR: el de la capa magnética blanda adyacente (SAL), el de la doble magnetoresistencia (Dual Stripe), etc [14]. La magnetoresistencia empleada tiene una polarización tipo “barber pole”. Esta disposición aprovecha que entorno a  $\theta=45^\circ$  ( $\theta$  es el ángulo formado por la dirección de imanación y la corriente aplicada) hay una zona lineal de variación de la magnetoresistencia (permalloy). La magnetoresistencia se diseña intercalando capas finas de un metal muy buen conductor, por ejemplo, Cu, formando un ángulo de  $45^\circ$  con la dirección de fácil imanación de la magnetoresistencia, porque de esta forma, la resistencia varía de forma lineal con el ángulo. La corriente atraviesa la magnetoresistencia, una cinta de permalloy, en la dirección que minimiza el recorrido por la misma, esto es la dirección perpendicular a las capas de Cu.

La magnetoresistencia, como todos los transductores en los que se mide resistencia, se suele incluir en un puente de Wheatstone. En los dispositivos magnetoresistivos empleados hay cuatro magnetoresistencias por eje: una en cada rama del puente de Wheatstone (Figura 5.3-4 a). En las ramas 1 y 3 al aplicar un campo vertical con el sentido que se indica en la misma Figura 5.3-4 a, la magnetoresistencia aumenta mientras que en las ramas 2 y 4 disminuye. Ver Figura 5.3-4.b. Así, la respuesta del puente para un campo aplicado es 4 veces la respuesta de una sola MR [15].



**Figura 5.3-3.** Variación de la resistencia con el ángulo formado por la imanación y la dirección de la corriente eléctrica.



**Figura 5.3-4.** Cintas magnetorresistivas en configuración de puente de Wheatstone (a). Variación de la resistividad en cada rama (b).

Con un amplificador adecuado a la salida: ganancia alta , gran rechazo al modo común y al ruido, se pueden tener sensibilidades del orden de V/G. Como amplificador se emplea un amplificador de instrumentación. El diseño del mismo se explica en el apartado siguiente.

Como cualquier sensor de núcleo ferromagnético la AMR es muy sensible a la exposición a un campo magnético alto.

En este sensor se mide el cambio de la resistencia eléctrica que experimenta el sensor al estar inmerso en un campo magnético relativo a la situación inicial del sensor. Esto hace que determinar el estado inicial del sensor sea esencial para cada medida. Por simplicidad se elige una situación de imanación a saturación con la imanación paralela al eje fácil. Un campo magnético externo antiparalelo a la imanación o fuera de la dirección del eje fácil perturba este estado inicial dando lugar a una distribución de dominios orientados al azar. (Figura 5.3-5).

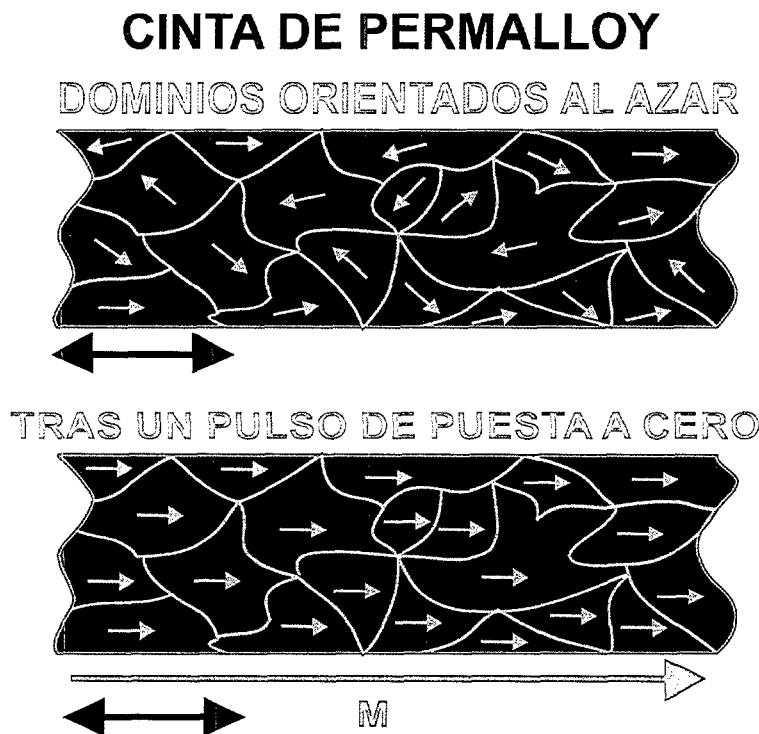


Figura 5.3-5. Distribución de los dominios magnéticos en una cinta de permalloy antes y después de un pulso de puesta a cero.

Para restaurar el estado inicial antes de medir y, por lo tanto, garantizar la repetitividad, disminuir al mínimo el ruido y la histéresis en cada medida, se aplica un pulso de corriente de unos  $2 \mu\text{s}$  a unos arrollamientos entorno a la cinta de Permalloy de forma que se crea un campo entre 60 y 100G que imana la cinta en unos nanosegundos.

Esta rutina de aplicar un campo y luego medir se repite para un campo en un sentido y en el sentido opuesto como se puede ver en el gráfico de la Figura 5.3-6. Al primer pulso se le denomina pulso de SET y al segundo pulso de RESET. Este

procedimiento que tiene por fin conservar la sensibilidad a lo largo de la vida del sensor, ralentiza la respuesta del mismo ya que si el ancho de banda del transductor es de 1MHz, con este procedimiento, la máxima frecuencia de medida es de 2.5kHz, y 5kHz si sólo se aplica uno de los dos pulsos. En el caso particular de esta aplicación, en la que la previsión de la variación del campo magnético que experimenta el sensor es lenta (del orden de Hz como máximo), esta limitación no es importante.

Conviene destacar también que el magnetopar que pueda crear el pulso de set/reset es despreciable para el satélite, ya que el tiempo de actuación es tan corto que no supone un impulso suficiente como para cambiar la actitud. En cualquier caso, al aplicar un pulso de set y otro de reset de sentidos opuestos en un intervalo de tiempo de 2ms, los impulsos se cancelan entre ellos.

Restando la salida del puente de Wheastone tras los pulsos de SET y RESET se obtiene:

$$V_{SET} - V_{RESET} = 2SH_{EXT} \quad (5.2.1)$$

siendo S la sensibilidad.

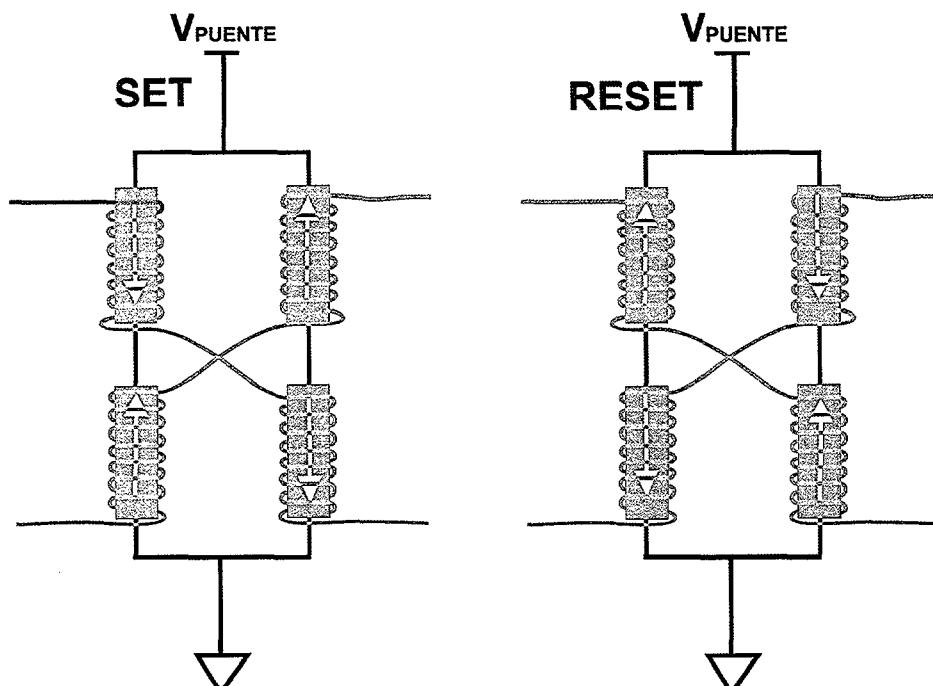


Figura 5.3-6 Pulsos de Set y Reset

### 5.3.2 Electrónica de acondicionamiento

La electrónica de acondicionamiento del sensor magnético (ACS) para NANOSAT está diseñada de acuerdo con las normas para espacio, empleando componentes calificados y aplicando en todo momento los márgenes establecidos por la Agencia Espacial Europea (ESA).

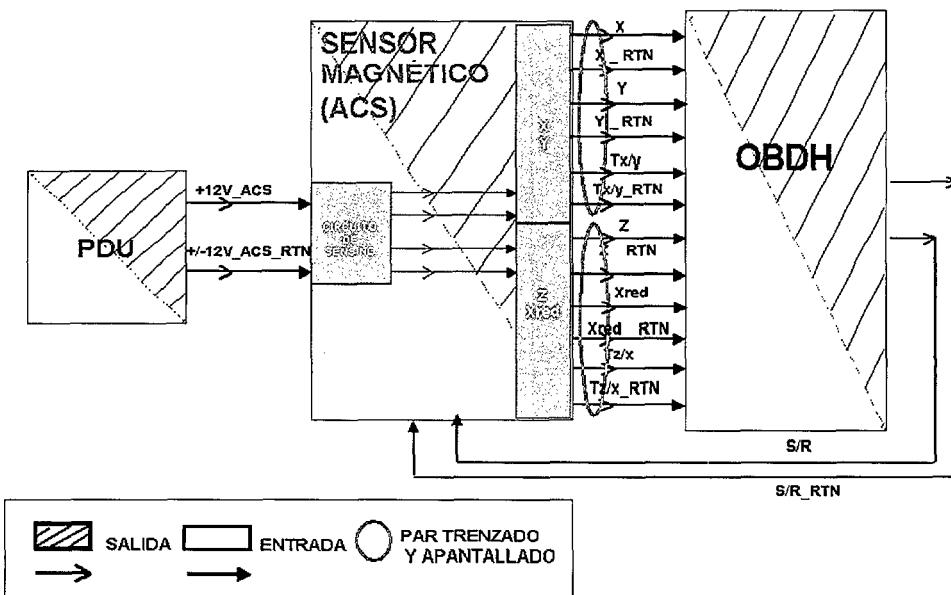


Figura 5.3-7. Diagrama de bloques del Sensor Magnético (ACS)

Como se ve en la Figura 5.3-7, esta tarjeta, se alimenta de la línea de potencia de +12V de la PDU, recibe las señales de control del OBDH para calibrar el sensor, y envía al OBDH cuatro señales de campo magnético (en los ejes X, Y, XZ e YZ en el sistema de referencia del cuerpo, necesarios para el control de actitud) y dos señales de temperatura correspondientes a la temperatura en la posición de los sensores de campo de los ejes X e Y y en la posición de los sensores de campo de los ejes XZ e YZ, porque la respuesta del sensor magnetorresistivo varía con la temperatura en la medida que lo hacen cada uno de los componentes que constituyen la electrónica. En la Figura 5.3-8 se representa la variación de la sensibilidad y de la resistencia del puente de Wheatstone con la temperatura a modo de ejemplo. En estas gráficas se comprueba que la resistencia aumenta con la temperatura como en todos los conductores (al aumentar la agitación térmica, se dificulta el transporte de los electrones en el proceso de conducción). Al aumentar la resistencia, la variación relativa de la misma disminuye con la temperatura y por eso decrece la sensibilidad. La respuesta del sensor en temperatura se calibra en cámaras medioambientales, de modo que con la lectura de la temperatura y la salida del sensor se puede determinar en todo momento el valor del campo magnético en los distintos ejes.

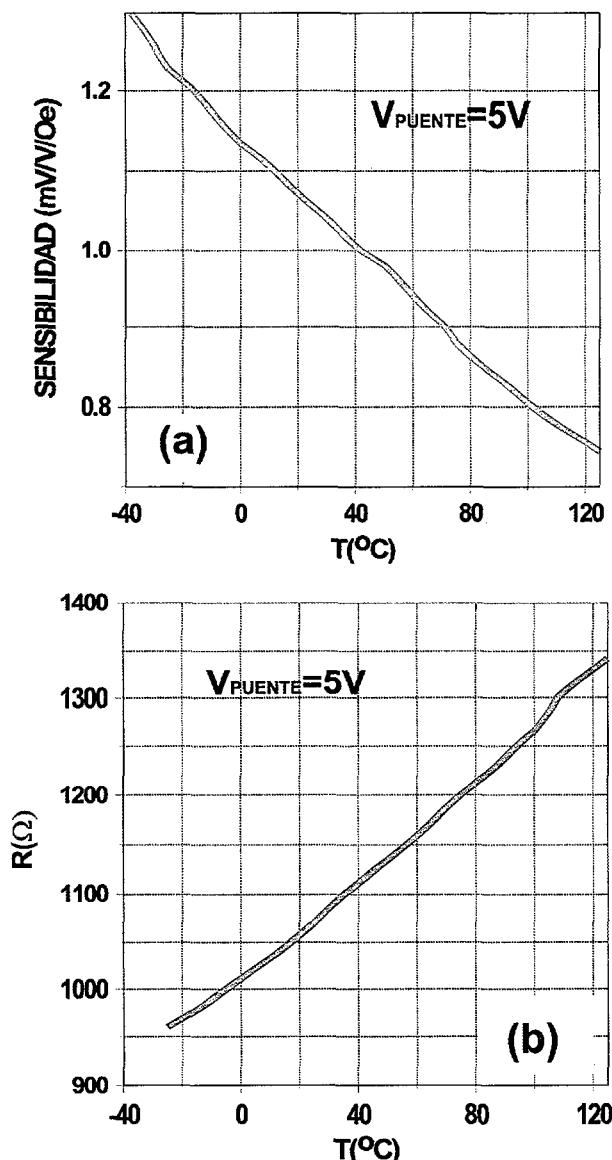


Figura 5.3-8. Variación de la sensibilidad y de la resistencia del puente con la temperatura.

Se puede considerar que la electrónica de acondicionamiento del sensor magnético (ACS), cuyo esquema general para dos ejes se muestra en la figura 5.3-9, consta tres bloques:

1. BLOQUE DE INTERFAZ que recibe la línea de potencia y la filtra, y las señales de control del OBDH mediante una detección pseudodiferencial.
2. BLOQUE DE PUESTA A CERO que se ocupa de proporcionar los pulsos de set y reset previos a las medidas de campo.
3. BLOQUE DE MEDIDA que engloba la etapa de acondicionamiento de los sensores magnéticos y los sensores de temperatura.

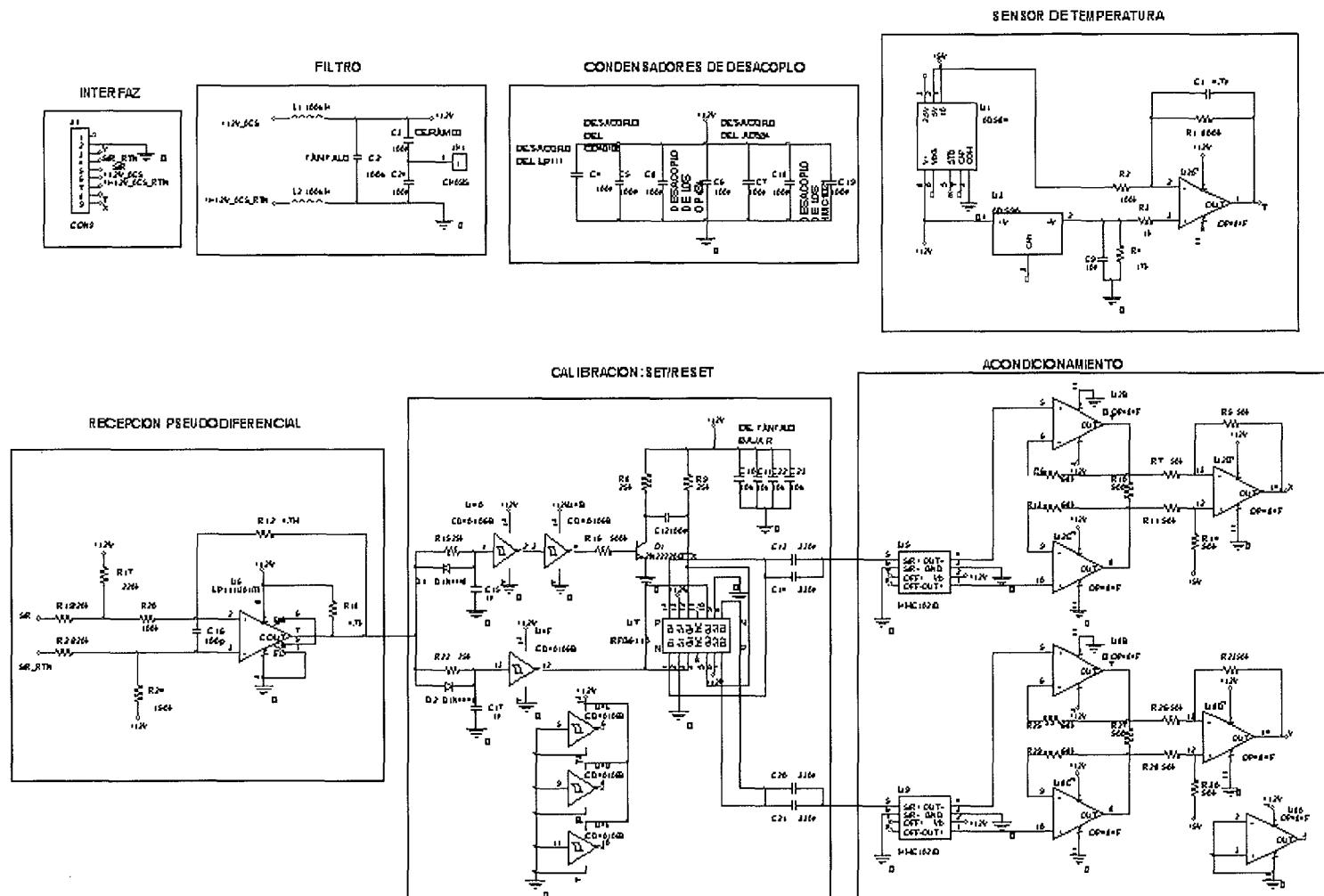


Figura 5.3-9. Esquema electrónico del sensor.

### 5.3.2.1 Bloque de Interfaz

El bloque de interfaz está dividido a su vez en dos etapas: la etapa de filtrado y la etapa de recepción pseudodiferencial:

#### 5.3.2.1.1 Etapa de Filtrado

Con el fin de eliminar el ruido procedente de la fuente de alimentación, se coloca un filtro LC a la entrada del circuito. El convertidor DC/DC de salida +12V de la PDU conmuta a 200kHz, por lo que un filtro pasobajo con frecuencia de corte 10kHz es suficiente para atenuar en gran medida la fuente más importante de ruido. El esquemático se muestra en la Figura 5.3-10.

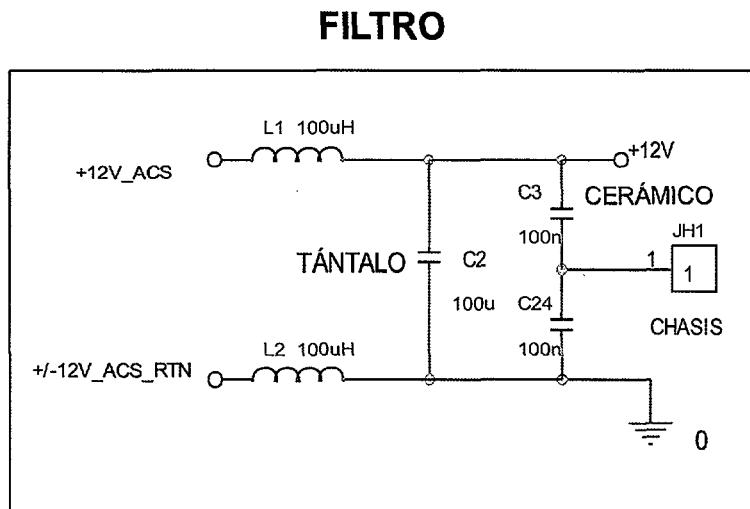


Figura 5.3-10. Filtro de la alimentación.

El condensador de tántalo de  $100\mu\text{F}$  es capaz de suministrar potencia en caso de que haya una caída de potencia momentánea en la línea. El condensador cerámico de  $100\text{nF}$  elimina el rizado de la tensión.

En el modelo real de las bobinas hay que considerar unas resistencias en serie de  $0.3\Omega$ . La caída de tensión en estas resistencias es del 0.1%, es decir, de  $12\text{mV}$  dado el consumo medio de las tarjetas ( $45\text{mA}$ ), que no afecta de forma apreciable al funcionamiento del circuito.

Para filtrar el ruido de alta frecuencia se colocan condensadores de desacoplamiento de  $100\text{nF}$  en cada integrado entre la entrada de alimentación y la de masa.

Como es conveniente desacoplar la conexión a chasis de la masa, se coloca un condensador entre ambas.

### 5.3.2.1.2 Etapa de Recepción Pseudodiferencial.

La necesidad de una recepción pseudodiferencial surge de las variaciones de tensión que se originan en la masa de un sistema extenso. Aunque las masas del satélite están unidas en un punto, debido a la distribución no uniforme de potencia en los distintos subsistemas, hay veces que las masas de dos equipos distintos son diferentes. En ocasiones, esta diferencia de masas puede llegar a destruir uno de los equipos. El sensor magnético de NANOSAT trabaja con una alimentación positiva y no tolera una tensión negativa.

Para no dañar la electrónica, las señales de control del OBDH se hacen pasar por dos divisores de tensión entre la señal y la alimentación. De este modo se garantiza que ambas tensiones son positivas.

Estas señales entran a un comparador LM111 que da como salida un nivel alto si la señal de su entrada positiva es mayor que la de la entrada negativa y un nivel bajo en caso contrario.

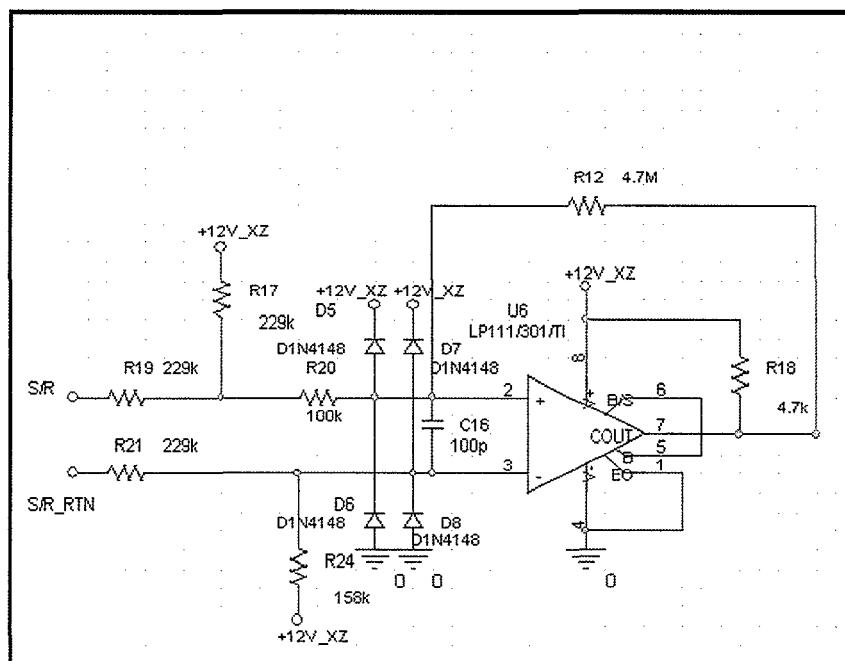
De acuerdo con esto, hay que conseguir que la señal de la entrada positiva del comparador sea mayor que la de la entrada negativa cuando la señal de control es un uno lógico y viceversa, cuando es un cero lógico.

Para ello se eligen las resistencias adecuadas en los divisores de tensión de la entrada. El divisor de tensión del activo se equilibra, de modo que para una tensión de 5V (uno lógico) a la entrada de la tarjeta, el valor de entrada en el comparador sea 8.5 V, y para una tensión de 0V (cero lógico) a la entrada de la tarjeta, el valor de entrada al comparador sea 6V. El divisor del retorno en cambio se desequilibra, de modo que la entrada negativa del comparador es 7.135V o un valor próximo a 7V si varía la masa digital. Con estas tensiones a la entrada del comparador, se asegura que para un cero lógico el comparador responde con un nivel bajo y para un uno lógico, con un nivel alto. Además, el valor de las resistencias de entrada ha de ser superior a 200k $\Omega$  para evitar corrientes entre la OBDH y esta tarjeta.

Se incluyen cuatro diodos de protección contra los picos de tensión negativos o que sobrepasen la alimentación. En el caso de que un pico de la tensión de alimentación llegue por alguna de las entradas hasta los diodos, pone a conducir uno de los diodos que hay entre la señal y la alimentación: D5 o D7, limitando la sobretensión en la entrada a tan sólo la tensión de caída del diodo (típicamente de unos 0.6V). Si el pico es de tensión negativa, conducen los otros dos diodos (D6 y D8) y la entrada al circuito se protege igualmente.

La resistencia de realimentación y la de entrada al comparador son necesarias para proporcionar histéresis al comparador evitando así niveles erróneos por picos de ruido en los flancos de las señales digitales.

## RECEPCION PSEUDODIFERENCIAL



**Figura 5.3-11. Esquema electrónico de la recepción pseudodiferencial.**

### 5.3.2.2 Bloque de Puesta a Cero

En el bloque de calibración se generan los pulsos de corriente eléctrica que recorren las espiras de calibrado de las cintas magnetoresistivas. Como se ha explicado en el apartado anterior, la rutina que se sigue es enviar un pulso en un sentido (SET) y medir, y después enviar un pulso en el sentido opuesto (RESET) y volver a medir.

Para evitar que el OBDH envíe dos señales, los pulsos de SET y RESET son sucesivos, empleando ambos la misma señal de control. Esta señal de control queda sometida a la condición más restrictiva entre el periodo de medida y el tiempo de reacción de la electrónica para generar los pulsos como se verá más adelante.

Como no es necesario que la corriente que pasa por las bobinas actúe durante más que unos microsegundos para imanar la cinta de permalloy, se emplean los picos de corriente de la commutación de un transistor MOSFET P para imanar en un sentido (corriente de SET) y uno N, en el sentido contrario (corriente de RESET).

La conducción simultánea de ambos mosfets haría pasar toda la corriente por el transistor en vez de por la microespira. Esta situación se evita estableciendo un tiempo de retardo entre la conducción de los mosfets mediante un circuito RC con un diodo polarizado en un sentido o en el otro.

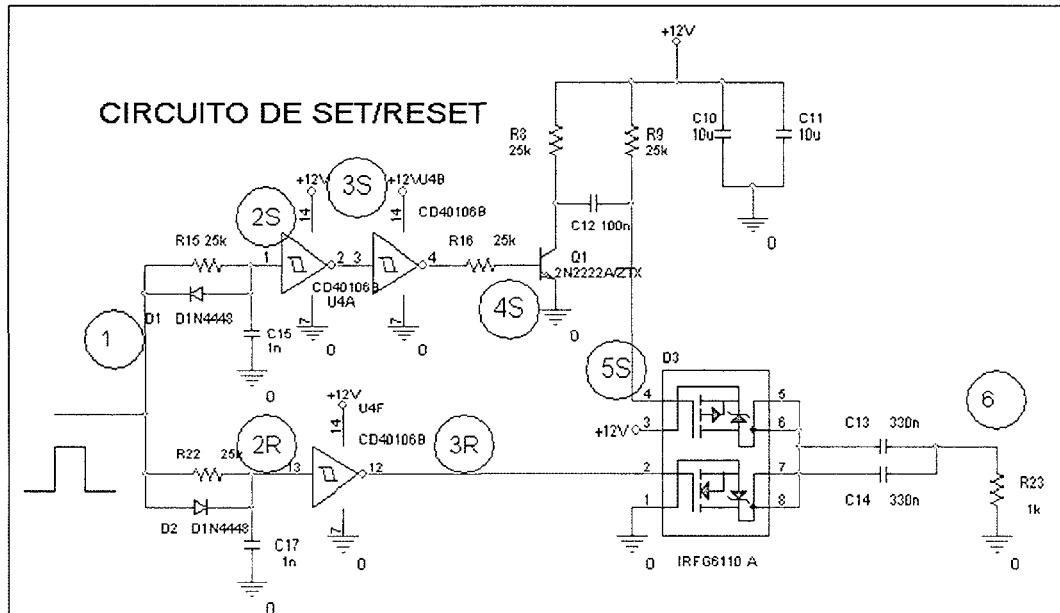
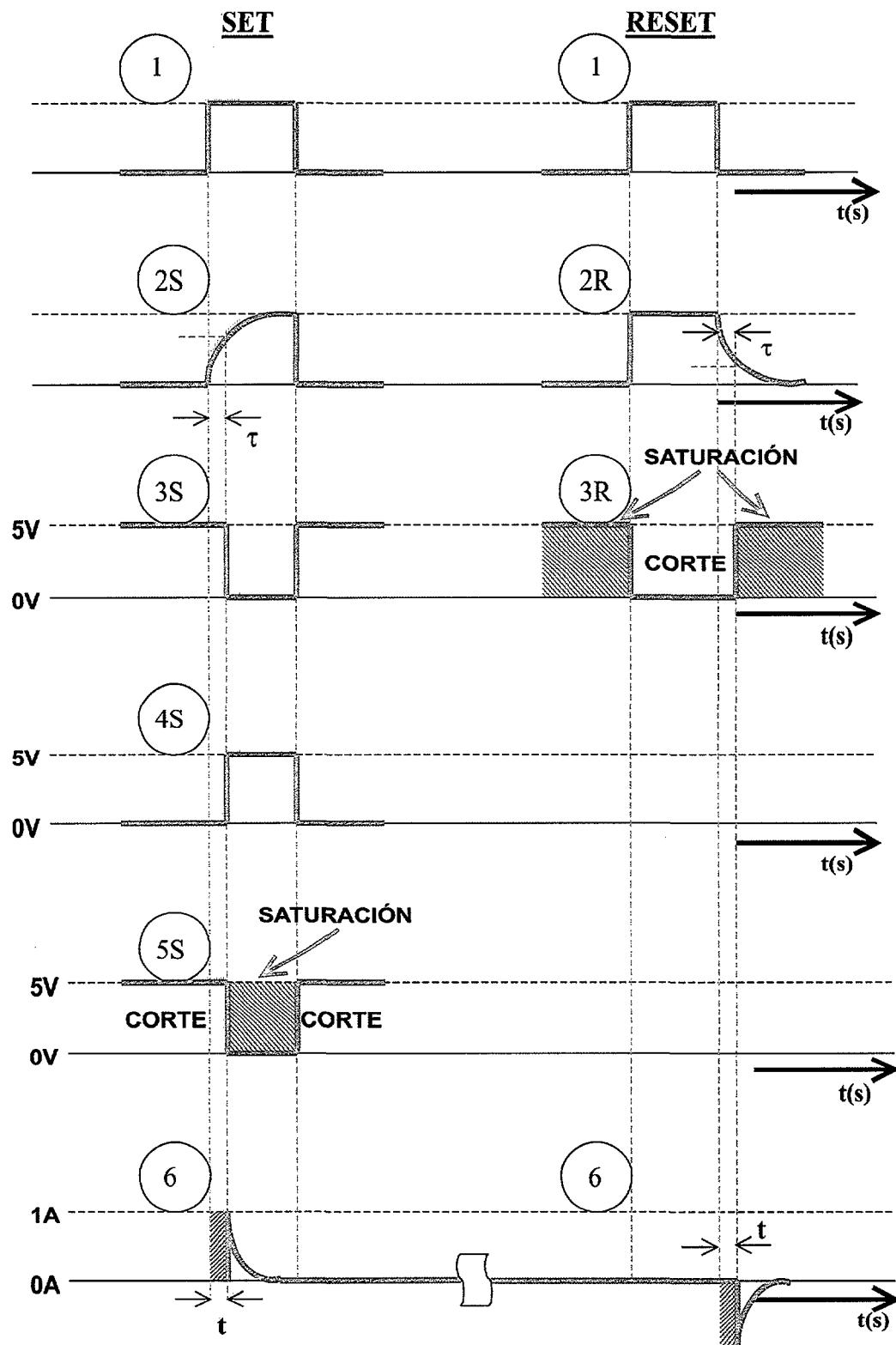


Figura 5.3-12. Esquema del circuito de puesta a cero.

El circuito de calibración se representa en la Figura 5.3-12.  $R_{15}$ ,  $C_{15}$  y  $D_1$  en una rama y  $R_{22}$ ,  $C_{17}$  y  $D_2$  en la otra proporcionan el retardo necesario para evitar la conducción simultánea de los MOSFETS:

En la rama superior del esquemático un nivel alto a la entrada polariza el diodo en inversa, por lo que la señal pasa por el circuito RC en una subida lenta, como se puede ver en la forma de onda 2S de la Figura 5.3-13. Por el contrario, un nivel bajo a la entrada, polariza el diodo en directa ya que el condensador se ha cargado durante el nivel alto anterior, y la bajada es rápida, como se ve en la misma forma de onda en el flanco de bajada. En la forma de onda se ha señalado el corte con el nivel alto de la puerta NAND posterior (línea discontinua). En la forma de onda se aprecia el retardo entre la señal de entrada, forma de onda 1 y la de salida, forma de onda 2S.



t: Tiempos en los que no conduce ningún MOSFET para evitar la conducción simultánea de ambos.

Figura 5.3-13. Formas de onda del circuito de puesta a cero.

En la rama inferior de la Figura 5.3-12 el diodo se coloca antiparalelo para alargar el flanco de bajada en vez del de subida y así garantizar el retardo tras la conducción del canal N. Ver forma de onda 2R.

A continuación, las señales se convierten en señales cuadradas mediante puertas NAND. Se elige un integrado con 6 negadores con histéresis, el CD40106 porque la puerta NAND es la más versátil.

La señal cuadrada de la rama superior ataca a la base de un transistor bipolar 2N2222 a través de una resistencia de  $500\text{k}\Omega$ , que se calcula para que el transistor trabaje entre corte y saturación con la señal de la puerta NAND en la base.

Un nivel alto en la base del transistor, pone al mismo en conducción llevando a cero la puerta del mosfet P, que entra en la zona de saturación. Este mosfet al conducir, descarga parcialmente los condensadores de  $10\mu\text{F}$  entre la alimentación y masa hasta cargar los condensadores de  $330\text{nF}$  de la salida, que bloquean la continua y dejan pasar hacia la microespira únicamente el pico de corriente de la comutación. Mientras tanto, el mosfet N está cortado. (Formas de onda 5S y 3R de la Figura 5.3-13).

En la rama inferior, cuando el mosfet de canal N entra en saturación con un nivel alto en la puerta, descarga los condensadores de  $330\text{nF}$  haciendo pasar otro pico de corriente de comutación, esta vez en sentido contrario, por la microespira. Mientras esto ocurre, el mosfet P está cortado.

El duty cycle de la señal de corriente ha de ser menor del 1% para no destruir los mosfets. Como entre ambos picos hay un periodo de medida, se establece un tiempo de 2ms entre el flanco de subida y el de bajada de la forma de onda 1 de la Figura 5.3-13.

La corriente necesaria para saturar la cinta de permalloy depende de la microespira que crea el campo y es diferente en cada tipo de dispositivo: el HMC1002 y el HMC1021D.

En el primero, hace falta un pico de corriente de unos 4A por lo que se emplea un MOSFET IRF7105 cuya resistencia  $R_{DS,ON}$  es muy baja, 0.1 y  $0.25\Omega$  en el canal N y P respectivamente. Además, la resistencia en serie de las dos microespiras correspondientes a los dos ejes en este caso, tienen un valor entre 3 y  $3.6\Omega$ , por lo que con una tensión de 12V se tiene la corriente necesaria. Este mosfet es capaz de conducir más de 10A de pico.

En el segundo caso, la corriente necesaria es 0.5A y la resistencia total de la microespira entre 11 y  $18\Omega$ . El mosfet empleado es el IRFG6110 para el modelo de ingeniería y calificación (EQM-engineering and qualification model) y el IRFG6110 para el modelo de vuelo (FM-flight model) y el repuesto (FS-spare model). Este mosfet no es capaz de conducir tanta corriente como el anterior (4 y 3A por el canal N y por el P respectivamente) y sus resistencias  $R_{DS,ON}$  son mayores: 0.7 y  $1.45\Omega$ .

### 5.3.2.3 Bloque de Medida

#### 5.3.2.3.1 Acondicionamiento de los Sensores Magnéticos

Los cuatro transductores magnéticos que forman cada pastilla HMC1021D y cada eje de la pastilla HMC1002 están conectados en puente de Wheatstone como se ha explicado en el apartado 5.2.1. La salida del puente de Wheatstone para el rango de campos magnéticos en la órbita es una señal de tensión proporcional al campo magnético que se envía al OBDH para el ACS ha de ser cumplir los requisitos de señales analógicas de telemetría, que son: rango de tensión de 0 a 10V para disminuir la susceptibilidad de las mismas al ruido inducido y para aprovechar al máximo el proceso de digitalización ya que el conversor A/D del OBDH admite 10V, que digitaliza con 12 bits, por lo que el LSB vale 2.44mV, y una impedancia de salida menor de  $5\text{k}\Omega$  para que no se distorsione la señal en el OBDH.

Un amplificador de instrumentación es un circuito que presenta alta impedancia de entrada, alto rechazo al modo común, ganancia estable regulable con una única resistencia, en el que la ganancia y el ancho de banda se contraponen, como ocurre en los amplificadores operacionales, tensión y corriente de desequilibrio bajas, pocas derivas y baja impedancia de salida [14].

En el sensor magnético (ACS) se diseña un amplificador de instrumentación con tres operacionales para cada eje. Aunque hay amplificadores de instrumentación en una sola pastilla, los amplificadores de instrumentación para espacio son una gama limitada y difícilmente se ajusta a unas necesidades concretas. Un amplificador con tres operacionales permite realizar la ganancia en dos etapas, aunque a expensas de perder rechazo al modo común, para el caso de ganancias elevadas [16].

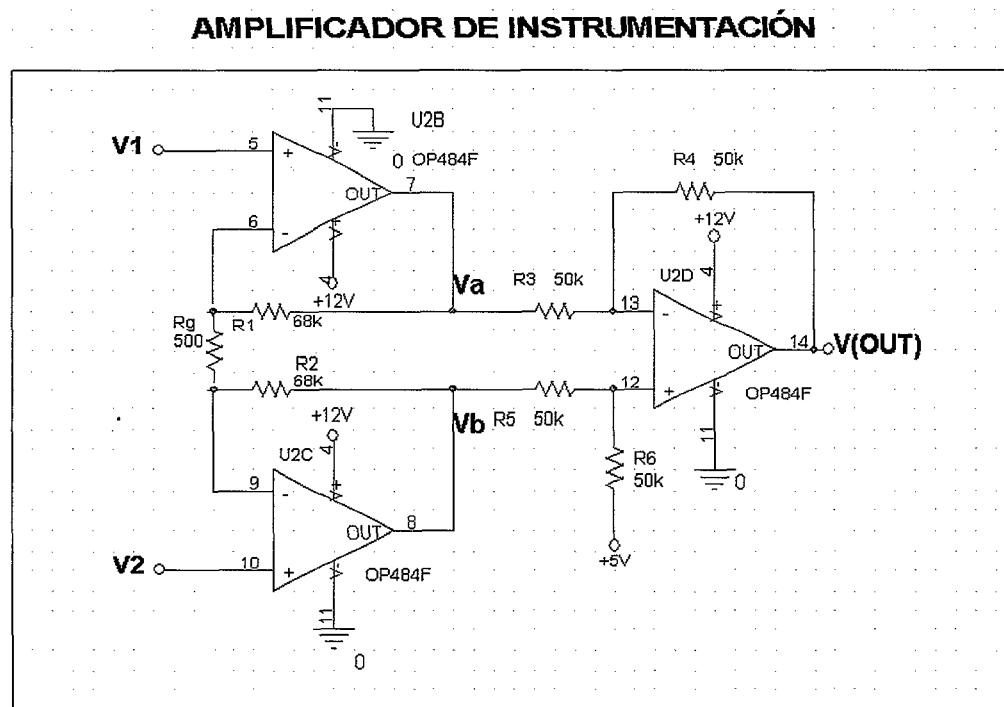


Figura 5.3-14. Amplificador de instrumentación.

El amplificador de instrumentación del eje X en el sistema de referencia del cuerpo, se muestra en la Figura 5.3-14. La ecuación de salida de este circuito es:

$$V_{\text{OUT}} = \left(1 + \frac{2R'}{R_g}\right)(V_2 - V_1) + V_{\text{ref}} \quad (5.2.2)$$

$$R' = R_1 = R_2 \text{ y } V_{\text{ref}} = 5V.$$

El amplificador operacional es el OP484, que tiene un rechazo al modo común muy alto, de 90dB, es rail-to-rail a la entrada y a la salida, tiene corrientes de polarización y de offset del orden de decenas de nA y tensión de offset de microvoltios.

En el amplificador de instrumentación diseñado, el rechazo al modo común viene dado por la diferencia entre los amplificadores de la primera etapa, por el rechazo al modo común del operacional de la última etapa y por las resistencias del último amplificador operacional.

Para disminuir la influencia del primer factor, se escogen los operacionales de la entrada dentro de la misma pastilla.

En cuanto a la contribución de los dos últimos factores, además de emplear un operacional con alto rechazo al modo común, se utilizan resistencias que no sólo cumplen que:

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{R_5}{R_6} \quad (5.2.3)$$

maximizando el rechazo al modo común, sino que todas las resistencias son iguales para que la ganancia de esta etapa, que puede amplificar la tensión común, sea uno.

La referencia del amplificador de instrumentación no es masa sino 5V ya que la tensión de salida ha de ser entre 0 y 10V.

La ganancia del circuito se establece únicamente con el valor de  $R_{10}$ , sin más que hacer :

$$\frac{2R_1}{R_g} = \frac{2R_2}{R_g} = G \quad (5.2.4)$$

G es la ganancia, y en el caso del HMC1021D, G=277.

### 5.3.2.3.1.1 Desviaciones del Comportamiento Ideal de un AI Modular

Generalmente un amplificador de instrumentación integrado en una sola pastilla presenta una mayor simetría entre los dos caminos que siguen las señales de entrada, ya que sus resistencias están pareadas con láser, y los recorridos de las pistas igualados al máximo. Con un amplificador de instrumentación modular se consigue mayor versatilidad pero a expensas de una pérdida de simetría y por consiguiente, de peores prestaciones. Por esta razón y dada la criticidad de este

sensor para el satélite, se realiza un riguroso cálculo de errores para cuantificar teóricamente la incertidumbre de la medida del campo magnético en cada eje.

A continuación se incluyen los cálculos realizados para cuantificar derivas, offset y demás desviaciones del comportamiento ideal del amplificador de instrumentación, así como las desviaciones debidas a las variaciones en la referencia.

Para el estudio del A.I. se utiliza un modelo constituido por varias fuentes de tensión para simular la tensión de entrada: la tensión de salida del puente de Wheatstone. En la Figura 5.3-15 se muestra este modelo.

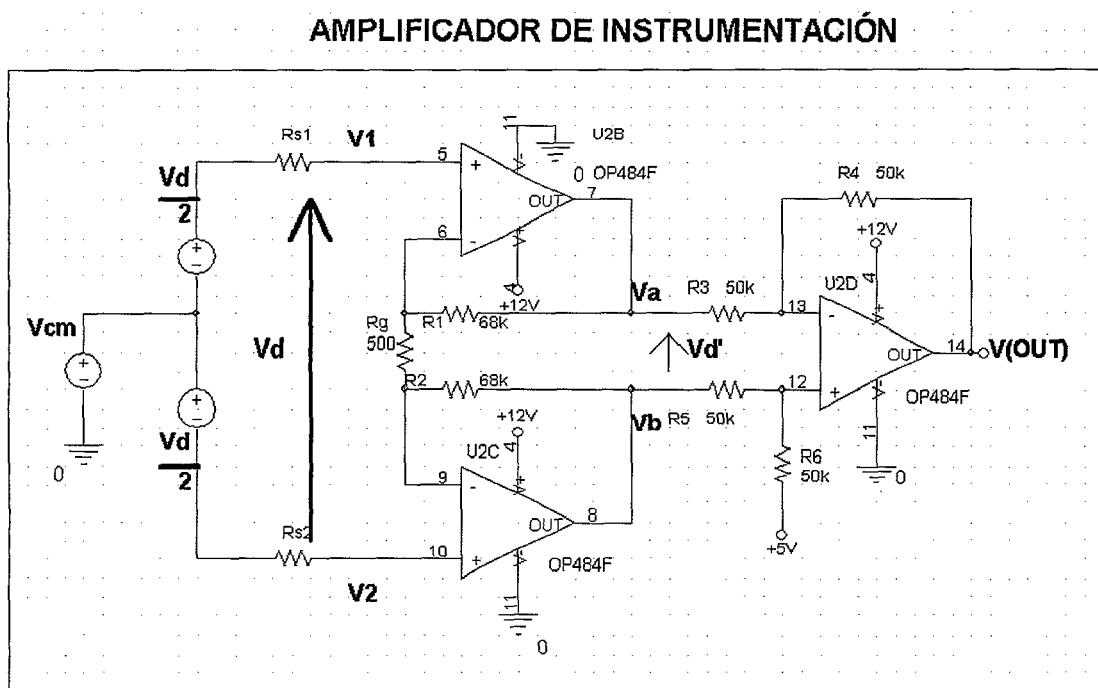


Figura 5.3-15. Modelo del amplificador de instrumentación.

Es decir, al A.I. le llega una componente de continua a ambas entradas y una tensión diferencial entre ellas. En los amplificadores de instrumentación reales la amplificación de las dos componentes es inevitable. Como sólo interesa la componente diferencial, se trata de evitar que la entrada común se amplifique.

La tensión en los puntos "a" y "b" es:

$$V_A = \frac{V_d}{R_g} R_1 + \frac{V_d}{2} + V_{cm}|_{\text{entrada}} \quad (5.2.5)$$

$$V_B = -\frac{V_d}{R_g} R_2 - \frac{V_d}{2} + V_{cm}|_{\text{entrada}} \quad (5.2.6)$$

Por lo que la tensión en modo común a la salida es:

$$V_{cm}|_{\text{salida}} = V_{cm}|_{\text{entrada}} + \frac{V_d}{2R_g} (R_1 - R_2) \quad (5.2.7)$$

Y es inmediato que para no amplificar la tensión en modo común se ha de cumplir que:  $R_1=R_2$ . La etapa diferencial, en caso de tener ganancia distinta de la unidad amplificaría la tensión en modo común y todos los posibles offsets a la entrada. Como la ganancia necesaria no es excesiva, se opta por un diseño con amplificación en la primera etapa solamente.

La tensión de salida, teniendo en cuenta que en el diferencial la ganancia es uno ( $G_d = \frac{R_4}{R_3} = 1$ ), es la siguiente:

$$V_{\text{OUT}}(V) = \left(1 + \frac{R_1 + R_2}{R_g}\right) V_d(V) + 5 \quad (5.2.8)$$

A continuación se estudia la influencia de las desviaciones del comportamiento ideal de un amplificador de instrumentación modular, a la medida de campo magnético.

- Características de la entrada
  - Desviaciones debidas a la Impedancia Diferencial de Entrada

Dado el circuito de la Figura 5.3-16, se tiene que:

$$V_e(\text{AI}) = \frac{Z_{\text{id}}}{R_{s1} + R_{s2} + Z_{\text{id}}} V_d \quad (5.2.9)$$

$V_e$  es la tensión a la entrada,  $Z_{\text{id}}$  es la impedancia de entrada que presenta el AI.

En el caso de un AI ideal:

$$V_e(\text{AI}) = V_d \quad (5.2.10).$$

En los AI reales no se cumple esta igualdad, lo que da lugar a un error de ganancia que se define como:

$$\varepsilon_{\text{ganancia}} = G_d|_{\text{ideal}} - G_d|_{\text{real}} = 1 - \frac{Z_{\text{id}}}{R_{s1} + R_{s2} + Z_{\text{id}}} \quad (5.2.11a)$$

Como la impedancia de entrada del AI es mucho mayor que las impedancias de salida de las fuentes:

$$\varepsilon_{\text{ganancia}} \approx \frac{R_{s1} + R_{s2}}{Z_{\text{id}}} \quad (5.2.11b)$$

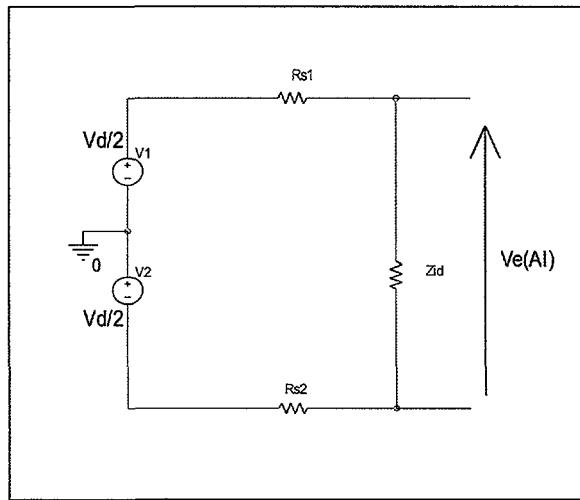


Figura 5.3-16. Entrada diferencial al AI.

- Desviaciones debidas a la Impedancia Común de Entrada

Sea el circuito de la Figura 5.3-17. Si las impedancias de entrada en modo común, como las resistencias de la fuente, como los hilos de transmisión de ambas ramas no son iguales, la tensión en modo común se reparte de forma desigual por ambas ramas dando lugar a una tensión diferencial a la entrada como consecuencia del modo común, imposible de eliminar, hecho que empeora el CMR. Además debido a la impedancia común de entrada, se da un error de offset, que se puede reducir en la medida que el diseño cumple que:

$$Z_{mc1}R_{s1} = Z_{mc2}R_{s2} \quad (5.2.12)$$

Esta igualdad no se alcanza normalmente debido a la no linealidad de las resistencias.

La tensión de error a la entrada es:

$$V_e(AI) = \left( \frac{Z_{mc1}}{R_{s1} + Z_{mc1}} - \frac{Z_{mc2}}{R_{s2} + Z_{mc2}} \right) V_{mc} + \left( \frac{Z_{mc1}}{R_{s1} + Z_{mc1}} + \frac{Z_{mc2}}{R_{s2} + Z_{mc2}} \right) \frac{V_d}{2} \quad (5.2.13)$$

En la expresión anterior, el primer término del segundo miembro es el error de offset y el segundo término el error de ganancia. (Figura 5.3-18).

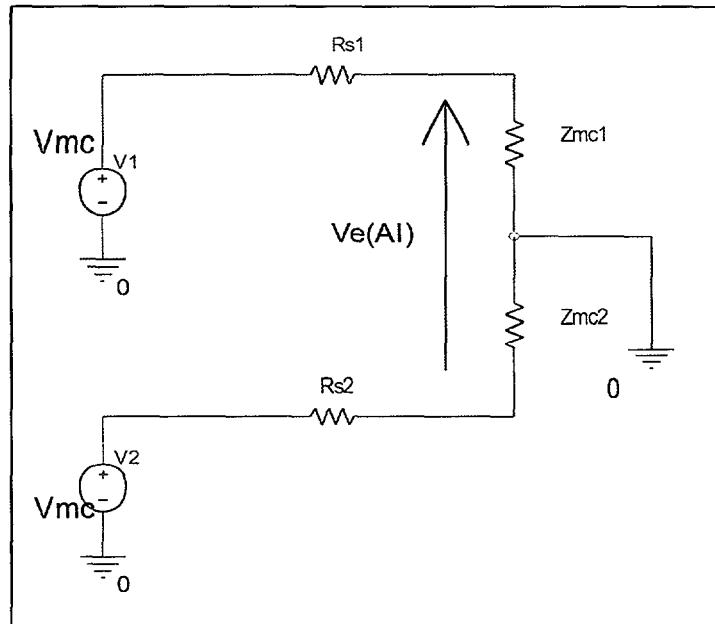


Figura 5.3-17. Tensión diferencial de entrada debida al modo común.

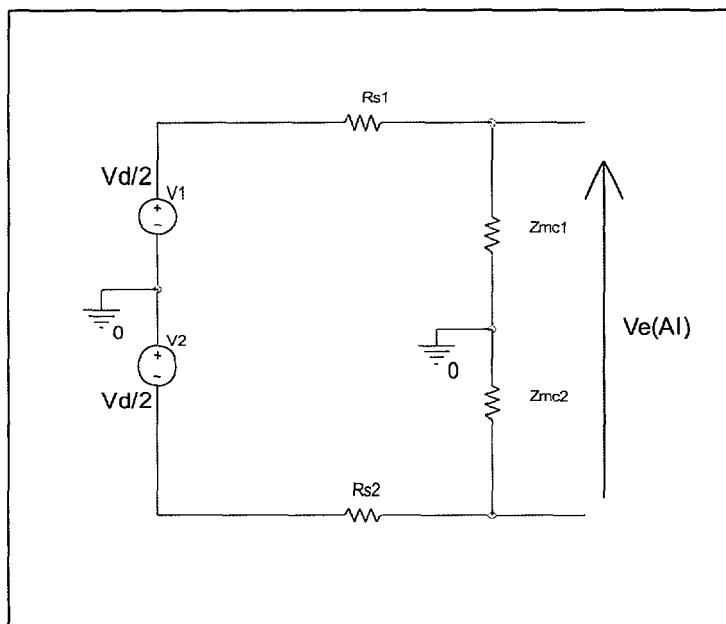


Figura 5.3-18. Tensión diferencial debida a la impedancia común de entrada.

- Rechazo al Modo Común

$$\frac{1}{CMR_{AI}} = -\frac{1}{CMR_{AO1}} + \frac{1}{CMR_{AO2}} + \frac{1}{2\frac{R_1}{R_g} + 1} \left( \frac{1}{CMR_{AO3}} + \frac{1}{CMR_R} \right) \quad (5.2.14)$$

Donde  $CMR_{AI}$  es el rechazo al modo común total del AI,  $CMR_{AO1}$  y  $CMR_{AO2}$  son los rechazos al modo común de los dos amplificadores operacionales de la etapa de entrada,  $CMR_{AO3}$  es el rechazo al modo común del tercer operacional, y  $CMR_R$  es el rechazo al modo común debido a las resistencias.

El operacional tiene un CMR de 90dB.

El  $CMR_R$  tiene la siguiente expresión:

$$CMR_R = \frac{1}{2} \frac{R_4 R_5 + R_6 R_3 + 2R_4 R_6}{R_6 R_3 - R_4 R_5} \quad (5.2.15)$$

En el caso ideal el valor del CMR es infinito. En el caso real, el valor es finito. En este caso:

$$R_3 = R_4 = R_5 = R_6,$$

y:

$$G_2 = \frac{R_6}{R_5} = \frac{R_4}{R_3},$$

el peor caso corresponde a la situación:

$$\begin{aligned} R_6 &= R_3 = R(1+\alpha) \\ R_4 &= R_5 = R(1-\alpha) \end{aligned} \quad (5.2.16)$$

$\alpha$  es la tolerancia de las resistencias ( $\alpha=0.1\%$ ).

$$CMR_R = \frac{1+G_2}{4\alpha} = 500 \quad (5.2.17)$$

Teniendo en cuenta que la ganancia es  $G=277$ , y que los rechazos al modo común de los dos amplificadores de entrada se cancelan se tiene que la relación rechazo al modo común total ( $CMRR_{AI}$ ) es:

$$CMRR_{AI} = 102.7\text{dB}.$$

Aunque se podría mejorar este rechazo al modo común mediante guardas activas y referencias flotantes, como el CMR es bastante alto, no se busca una posible mejora.

La tensión de entrada en modo común, en este caso, es:  $V_{CM}=6\text{V}$  y se considera fija. La relación de rechazo al modo común es una medida de la relación entre la ganancia en modo diferencial ( $G_d$ ) y la ganancia en modo común ( $G_{MC}$ ):

$$CMRR = 20 \log \frac{G_d}{G_{MC}} \quad (5.2.18)$$

Como se trabaja en continua, el efecto del CRM en el error es una tensión de offset. De acuerdo con esto, despreciando el error debido a la primera etapa, y sustituyendo en la ecuación 5.2.18 el CMRR, que es 102.7dB y la ganancia en modo diferencial, 277, se tiene en el peor caso una pérdida de rango dinámico de 12mV, que se puede caracterizar.

El error de offset del modo común se ve incrementado por la variación de las resistencias con la temperatura. Una estimación del desplazamiento respecto al cero nominal, que se produce por este motivo es de unos 50 mV, que no representa una pérdida de rango significativa. Este desplazamiento puede caracterizarse si se calibra en temperatura.

- Error Debido al PSRR

El PSRR del OP484 es 76 dB. Se considera despreciable el error de la primera etapa. El error debido al PSRR en la segunda etapa teniendo en cuenta que la estimación de ruido en la fuente de potencia es  $\Delta V_{cc}=\pm 0.18\text{ V}$ , es:  $\Delta V_o=\pm 28\mu\text{V}$ , que es despreciable.

- Tensión de Offset

Se definen:

- $V_{IO}$  como la tensión que hay que aplicar a la etapa de entrada para que su salida sea 0.
- $V_{OOS}$  como la tensión que hay que aplicar a la entrada de la etapa de salida para que su salida sea 0.
- $V_{OS}$  como la tensión total referida a la entrada.

De modo que se cumple:

$$V_{OS} = V_{IO} + \frac{V_{OOS}}{G_2} \quad (5.2.19)$$

y a la salida se tiene:  $V_{OS} \cdot G_d$ . Además estas tensiones de offset se ven afectadas por la temperatura siendo sus coeficientes térmicos:  $CT(V_{IO})$  y  $CT(V_{OOS})$ . De modo que:

$$\Delta V_{OS} = \Delta T \left[ CT(V_{IO}) + \frac{CT(V_{OOS})}{G_2} \right] \quad (5.2.20)$$

Sea el circuito de la Figura 5.3-19. Se tiene que:

$$V_O|_{V_{IO1}} = (V_{IO1} - V_{IO2})G_2 + 2V_{IO3} \quad (5.2.21)$$

La tensión  $V_{IO}$  tabulada del OP484 es ±150 µV en un rango de temperaturas de -40 °C a 125 °C.

Se considera que se anula el offset de la primera etapa por compensarse las tensiones de offset de los dos operacionales. En la segunda etapa, se supone que la variación de la tensión de offset con la temperatura es lineal en el rango de temperaturas dado, por lo que considerando un rango reducido de 70 °C, el rango no operativo de NANOSAT (más extremo que el rango operativo), se tiene que la variación de la tensión de offset del OP484 es ±63.6 µV. Como esta tensión se amplifica por dos, la variación en la tensión de offset del AI queda:

$$\Delta V_O = \pm 150 \mu V$$

Este error se puede caracterizar, por lo que sólo supondrá un desplazamiento de la escala.

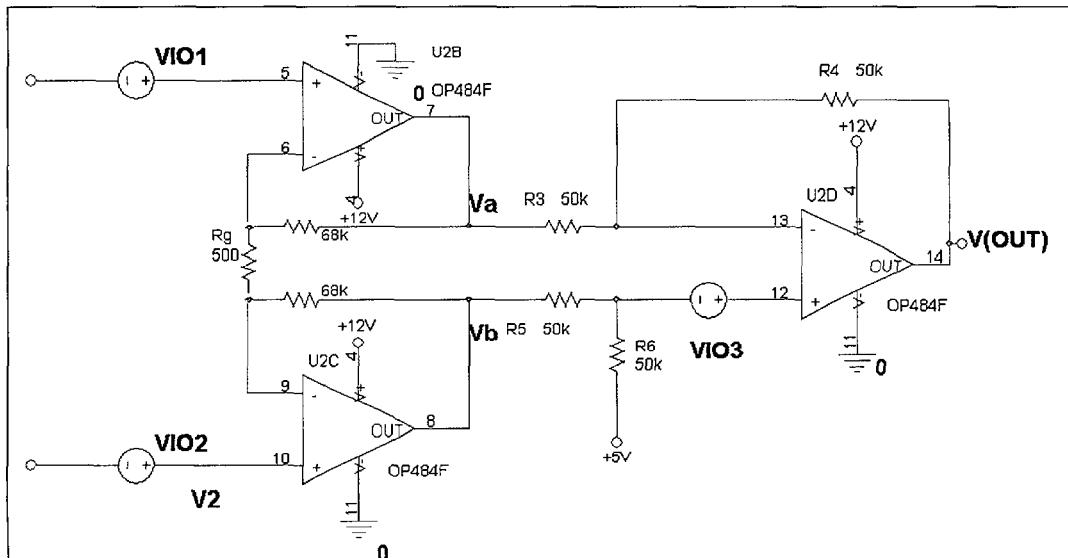


Figura 5.3-19. Esquema electrónico para calcular la tensión de offset.

- Error debido a las Corrientes de Offset

La corriente de polarización de los OP484 en el caso típico a 25°C es  $I_{IO}=2nA$ . En la primera etapa, el error debido a estas corrientes es despreciable ya que se considera que se compensa la contribución de un operacional con la del otro. En la segunda etapa el error en tensión a la salida es proporcional al producto de la corriente de offset por el paralelo de resistencias que llegan a la entrada del operacional. El paralelo de las resistencias de entrada al operacional está acotado por el valor de la menor resistencia:  $R_1=R_2=R'$ . Tomando este valor como peor caso, se supone que el error en offset debido a las corrientes de offset es:  $\pm 200\mu V$ , siendo un desplazamiento caracterizable.

- Error debido a la variación de la Tensión y a la corriente de Offset con la temperatura

Como se ha explicado anteriormente, las hojas técnicas del operacional dan la tensión de offset en un intervalo de temperaturas mayor que el rango operativo y no operativo de NANOSAT, por lo que no hace falta estudiar la variación del offset debido a la variación térmica de la tensión de offset porque ya se ha tenido en cuenta.

En peor caso, la corriente de offset del OP484 a 125°C es 50nA, por lo que se estima que en un rango de 100°C, la variación de la corriente de offset es  $0.40nA/^{\circ}C$ .

En tensión de salida, esta variación supone un desplazamiento de  $\Delta Vo= \pm 1.14mV$  a fondo de escala, que se puede caracterizar si se calibra en temperatura.

- Error de la ganancia diferencial debida a la variación de las resistencias con la temperatura

Si  $R_1=R_2=R'$  y  $R_g$  tienen la misma variación del valor con la temperatura ( $\text{ppm}/^\circ\text{C}$ ) y se supone que varían con la misma tendencia, no habría variación de la ganancia diferencial ( $G_d = 1 + \frac{2R'}{R_g}$ ) con la temperatura.

Si, por el contrario, se supone un peor caso en el que las resistencias pueden variar aleatoriamente y se consideran los peores casos, se tiene:

$$G_d = 1 + \frac{2R'}{R_g} \left[ \frac{1 \pm \alpha(R')(t - 25^\circ\text{C})}{1 \mp \alpha(R_g)(t - 25^\circ\text{C})} \right] \quad (5.2.22)$$

$\alpha(r)$  es el coeficiente de la resistencia  $r$  con la temperatura y  $t$  es la temperatura expresada en  $^\circ\text{C}$ .

El error de ganancia en este caso, para resistencias con un coeficiente térmico de 50 ppm/ $^\circ\text{C}$  y una variación de temperatura de  $30^\circ\text{C}$  en un sentido es  $\Delta G=0.831$ . Este error se evita calibrando en temperatura la respuesta.

- Errores debidos a las Variaciones de la referencia de Tensión

La referencia de tensión empleada es el AD584 cuya regulación de línea (variación de la tensión de referencia en función de la variación de la tensión de alimentación) es  $RL=\pm 0.002\%/\text{V}$  y cuya regulación de carga (variación de la salida en función de la corriente solicitada por la carga) es:  $RC=\pm 50\text{ppm}/\text{mA}$ . Los errores en la referencia se trasladan directamente a la salida. El error debido a la regulación de línea es:  $\pm 18 \mu\text{V}$ , que se deriva de:

$$\Delta V_o = \Delta V_{REF} = \pm RL \cdot V_{REF} \cdot \Delta V_{CC} \quad (5.2.23).$$

El error debido a la regulación de carga es  $< 1 \mu\text{V}$ , que proviene de:

$$\Delta V_o = \Delta V_{REF} = \pm RC \cdot \Delta I_{REF} \cdot V_{REF} \quad (5.2.24)$$

Estos errores son despreciables.

- Error debido a la deriva Temporal de la Referencia

El tiempo de vida del satélite es de 3 años. Suponiendo para el sensor un funcionamiento de 5 minutos cada vez que se enciende y que se enciende 60 veces al día, el tiempo de funcionamiento es de 5.475khrs ( $Dt=25 \text{ ppm}/1000\text{hrs}$ ). El error debido a este tiempo se calcula mediante la expresión:

$$\Delta V_o = \pm Dt \cdot \Delta t \cdot V_{REF} \quad (5.2.25)$$

Y resulta:  $\Delta V_o=\pm 684 \mu\text{V}$  a fin de vida de la misión, que es tan solo la cuarta parte del LSB, por lo que se considera despreciable.

- Error debido a la Deriva Térmica de la Referencia

El coeficiente de temperatura del AD584 es  $CT(V_{REF})=\pm 15\text{ppm}/^\circ\text{C}$ . El error debido a esta variación en el rango de temperaturas de operación es:

$$\Delta V_o = \Delta V_{REF} = \pm CT(V_{REF}) \cdot \Delta T \cdot V_{REF} \quad (5.2.26)$$

Esto es:  $\Delta V_0 = \pm 1.6\text{mV}$ .

- No Linealidad

Se define la no linealidad “NL” como:

$$NL = \frac{|\epsilon_{max}|}{2FS} \quad (5.2.27a)$$

donde FS es el fondo de escala. O dicho de forma equivalente;

$$NL = \frac{|Salida_{real} - Salida_{ideal}|}{\Delta V_{OUT}^{\max}|_{FS}} \quad (5.2.27b)$$

La NL se caracteriza experimentalmente.

- Estimación del Error Total del AI

El error, definido como la diferencia entre la medida real y la ideal y se computa como:

$$NE = NL + Errores_{fijos} + Errores_{variables} \quad (5.2.28)$$

El error de un AI se suele expresar como el nº de bit que debe tener un ADC para que la altura de su escalón sea igual al máximo error del circuito. Esto es, en el caso de tener de resolución hasta el bit menos significativo (LSB) debería cumplirse:

$$NE_{relativo} < \frac{1}{2^n} \quad (5.2.29)$$

n es el número de bits. En este caso se va a demostrar que el error es menor que el valor del LSB, esto es:  $NE < 2.44\text{mV}$ .

La NL, medida en el laboratorio, no excede el valor en voltios ( $2.44\text{mV}$ ) de 1 bit. Se consideran errores fijos los errores debidos a la ganancia, a la impedancia de entrada, al offset, y en este caso, al rechazo al modo común ya que la tensión en modo común es prácticamente fija, de valor 6V, que viene dado por el divisor resistivo del puente de Wheatstone. Como errores variables se consideran los errores debidos al rechazo a la tensión de alimentación, y todos aquellos derivados de las variaciones de las magnitudes con la temperatura y con el tiempo.

De acuerdo con la expresión (5.2.28), el error total es la suma de todos los errores. La NL ha de medirse. El conjunto de los errores fijos y variables dan lugar a un error de  $\pm 65.8\text{mV}$  de desplazamiento y un error en la ganancia de  $\pm 0.831$ . Pero todos los errores fijos se pueden caracterizar y el error vendrá dado por los errores variables:  $\pm 52\text{mV}$  de desplazamiento y  $\pm 0.831$  de ganancia.

Teniendo en cuenta que un salto de bit corresponde a  $2.44\text{mV}$ , este error es demasiado grande (21 bits).

Este cálculo demuestra la necesidad de incluir un sensor de temperatura en la tarjeta. Calibrando en temperatura, el error se reduce prácticamente a la incertidumbre con la que se mida la temperatura.

### 5.3.2.3.2 Sensores de Temperatura

La temperatura se mide empleando unos transductores de temperatura a corriente eléctrica, los AD590. Estos circuitos tienen una respuesta de  $1\mu\text{A/K}$ .

El rango estimado de temperaturas para la caja de los sensores en el satélite es de  $-20^\circ\text{C}$  a  $50^\circ\text{C}$ . El sensor se calcula para medir en un rango algo más amplio de margen: de  $-25$  a  $55^\circ\text{C}$ .

#### SENSOR DE TEMPERATURA

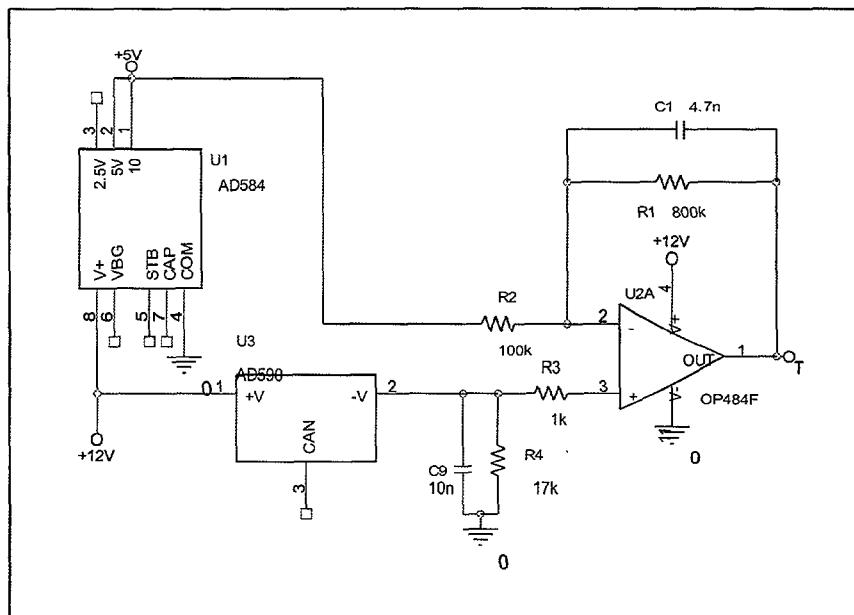


Figura 5.3-20. Electrónica del sensor de temperatura.

El principio del circuito es el siguiente: se hace pasar la corriente del AD590 por una resistencia con un extremo a masa, con lo cual se genera una tensión en el otro extremo. Dicha tensión se amplifica y desplaza convenientemente. El circuito se muestra en la Figura 5.3-20.

El condensador de la realimentación de  $4.7\text{nF}$  es de filtrado de ruido introducido por  $R_1$ . Este condensador asegura la estabilidad del amplificador operacional.

La ecuación de salida del circuito es:

$$V_o = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) R_4 \left(T \cdot 10^{-6}\right) - \frac{R_1}{R_2} V_{REF} \quad (5.2.35)$$

El cálculo de errores es muy similar al cálculo para el AI, por lo que se expresan directamente los resultados.

- Error debido a la Tensión de Offset

$$\Delta V_o = \pm G V_{IO} = \pm 1.4\text{mV}$$

- Error debido a la Corriente de Offset

$$\Delta V_o = \pm \Delta I_o (R_4 + R_3) \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) = \pm 7.6\text{mV}$$

- Error debido a la Imprecisión de Temperatura del AD590 es  $1^\circ\text{C}$ .
- Error debido a la Tolerancia de las Resistencias

$$\Delta V_o = \pm 15\mu\text{V}$$

- Error debido a las Desviaciones de la Referencia de Tensión (AD584)

$$\Delta V_o = \pm 1.2\text{mV}$$

- Error debido al CMRR

$$\Delta V_o = \pm 190\mu\text{V}$$

- Error debido al PSRR

$$\Delta V_o = \pm 60\mu\text{V}$$

- Error debido a la Variación de  $R_4$  con la Temperatura

$$\Delta V_o = \pm 50\mu\text{V}$$

- Error debido a la Variación de la Tensión de Referencia con la Temperatura

$$\Delta V_o = \pm 1.6\text{mV}$$

- Error debido a la Variación Temporal de la Tensión de Referencia

$$\Delta V_0 = \pm 680 \mu V$$

En total, el error en tensión de salida es un desplazamiento, que se puede caracterizar, de:  $\Delta V_0 = \pm 11.3 mV$ .

Como se ha comentado antes, midiendo la temperatura, los errores debidos a este factor vendrán dados por la incertidumbre con la que se mida. Para dar una idea de que esto es así, supongamos que hay una imprecisión de  $1^\circ C$  en la medida de la temperatura de la placa, de orígenes diversos (gradientes térmicos, picos instantáneos en la tensión del bus principal...), la variación de la tensión de offset con la temperatura es:  $\Delta V_0 = \pm 2.5 \mu V$ , la variación de la corriente de offset con la temperatura es  $\Delta V_0 = \pm 32.6 \mu V$ , la variación de la ganancia debida a la variación con la temperatura de las resistencias es  $\Delta G = \pm 2.5 \cdot 10^{-2}$ , y la variación de la referencia con la temperatura ( $\Delta V_0 = \pm 75 \mu V$ ). Se considera que la contribución del CMRR al error es despreciable.

En total, se tiene un error de offset  $\Delta V_0 = \pm 110.1 \mu V$ , que es despreciable, por ser 22 veces menor que el valor en tensión del LSB, y un error en la ganancia de  $\Delta G = \pm 2.5 \cdot 10^{-2}$ , que a fondo de escala supondría una variación de la tensión de salida de  $0.9 mV$ , que también es menor que el valor del LSB.

### 5.3.3 Resultados

La caracterización de los sensores magnetoresistivos de NANOSAT, tanto el sensor de pruebas basado en el HMC1002 como el sensor de ingeniería definitivo, basado en el HMC1021 se muestran en este apartado. La caracterización preliminar que se realiza en el laboratorio consiste en tres partes: una caracterización de la tensión de salida frente a un campo magnético, en voltios, una caracterización de la respuesta angular de la sensibilidad, y la variación de la sensibilidad con la temperatura.

El objeto de la caracterización angular de la sensibilidad es determinar experimentalmente el eje de máxima respuesta de los sensores y comprobar si coincide con el especificado por el fabricante como eje de medida. Esta caracterización es fundamental para el posicionamiento de los sensores en la tarjeta, que han de disponerse de forma que midan en direcciones ortogonales para aprovechar al máximo su sensibilidad. Además, para determinar el campo magnético con precisión, hay que estudiar cómo varía la respuesta del sensor con la temperatura.

Para la caracterización del sensor con campo magnético hace falta crear una rampa de campo magnético con unas bobina y tomar medidas de campo para los valores de la rampa tras los pulsos de SET y de RESET. Para ello se ha hecho un programa de Labview que tiene una doble misión: por una parte, controlar la fuente de corriente que alimenta las bobinas generadoras de campo magnético, tarea que se realiza a través de una tarjeta GPIB, y por otro lado, hacer de interfaz con la placa del sensor magnético, enviando una señal para activar los pulsos de SET y de RESET, y

realizando la adquisición de datos de campo magnético y de temperatura, a través de una tarjeta de adquisición de datos (DAQ). La rutina del programa para cada rampa es: hacer pasar una corriente por las bobinas y crear un campo magnético, enviar una señal de reloj para que el sistema de un pulso de SET, tomar medidas del campo magnético (en los siguientes casos 10 medidas) y promediar, enviar otra señal de reloj para que el sistema de un pulso de RESET, medir el campo magnético promediado de nuevo, y cambiar la corriente que pasa por las bobinas, y por lo tanto, el campo magnético.

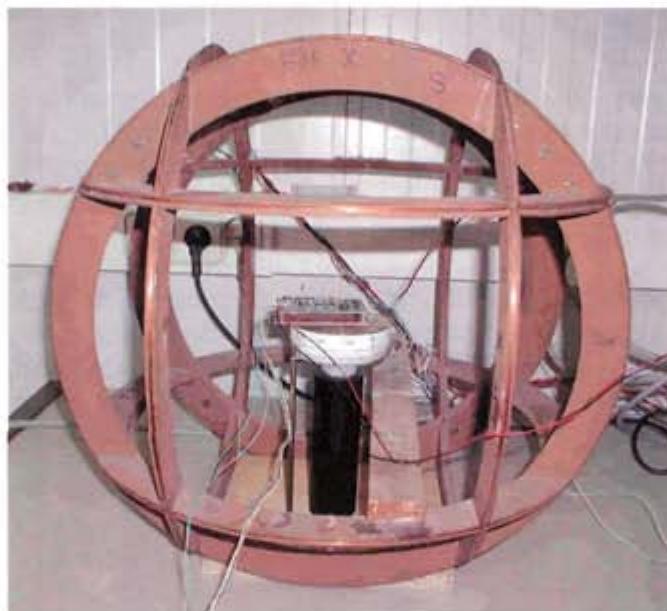


Figura 5.3-21. Bobinas y tarjeta sobre plataforma giratoria.

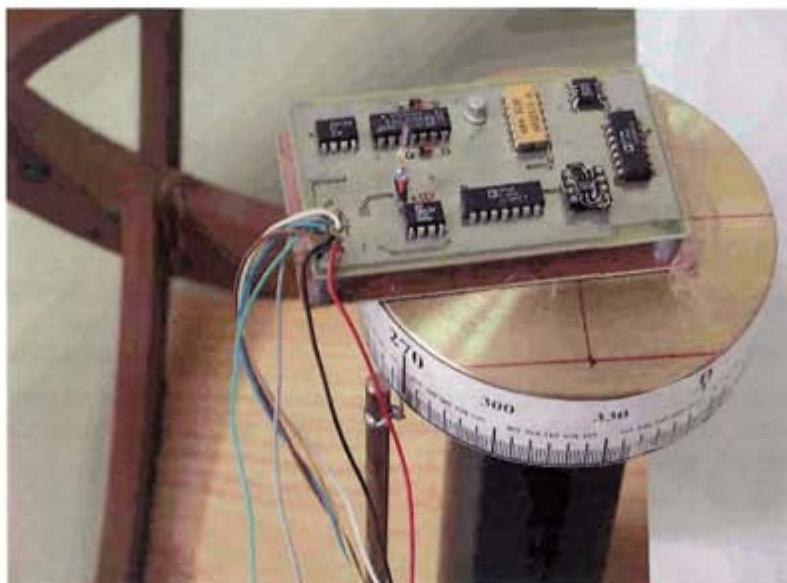


Figura 5.3-22. Tarjeta sobre plataforma giratoria (detalle).

Este tipo de medidas se ha hecho variando la posición angular y la temperatura para obtener la sensibilidad del sensor a distintas temperaturas. Para estudiar la respuesta del sensor en función de la posición angular se ha colocado la tarjeta sobre una plataforma giratoria con un nonius. La tarjeta sobre dicha plataforma queda en el centro de tres pares de bobinas en configuración Helmholtz que crean campos conocidos en tres direcciones ortogonales (Figura 5.3-21 y Figura 5.3-22).

Para calibrar el sensor de ingeniería en temperatura se coloca un termopar calibrado en contacto con la placa y se contrastan las lecturas de temperatura del mismo, con las lecturas del sensor de temperatura que hay en la propia tarjeta del sensor magnético (ACS).

A fin de hacer una estimación en un pequeño rango de temperaturas, comparado con el rango operativo de temperaturas de la misión, de la sensibilidad del sensor magnético, se han llevado a cabo ciclados térmicos del modelo EM con mantas calefactoras. El ciclado definitivo de los sensores en temperatura se ha de realizar en las cámaras térmicas.

Los resultados de las medidas del sensor de pruebas se muestran en la Figura 5.3-23. Este sensor no necesita ajustarse a un rango de  $\pm 1.5\text{G}$ . Como resultado de las medidas después de los pulsos SET y RESET se obtienen dos rectas de pendientes opuestas con cierto offset. Este offset se elimina al calcular el campo mediante la expresión:  $H = \frac{H_{\text{SET}} - H_{\text{RESET}}}{2S}$ . Se observa que la ganancia del eje Y es doble que la del eje X.

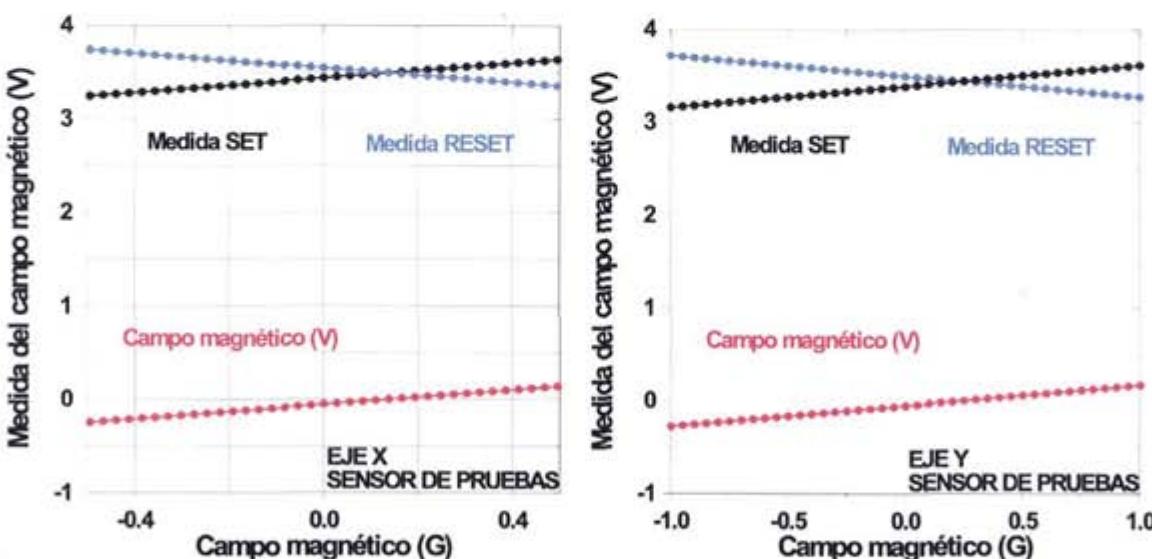


Figura 5.3-23. Medida de campo después de los pulsos de SET (trazo negro) y de RESET (trazo azul) para los sensores ortogonales del HMC1002. Medida de campo en voltios de dichos ejes (trazo en rojo).

Al medir simultáneamente el campo magnético con los sensores de ambos ejes girando la plataforma sobre la que se apoyan, se obtienen dos señales de respuesta sinusoidales desfasadas  $90^\circ$  entre sí, que demuestran que las

magnetoresistencias forman un ángulo muy próximo a  $90^\circ$  entre sí, tal y como está especificado. Ver Figura 5.3-24.

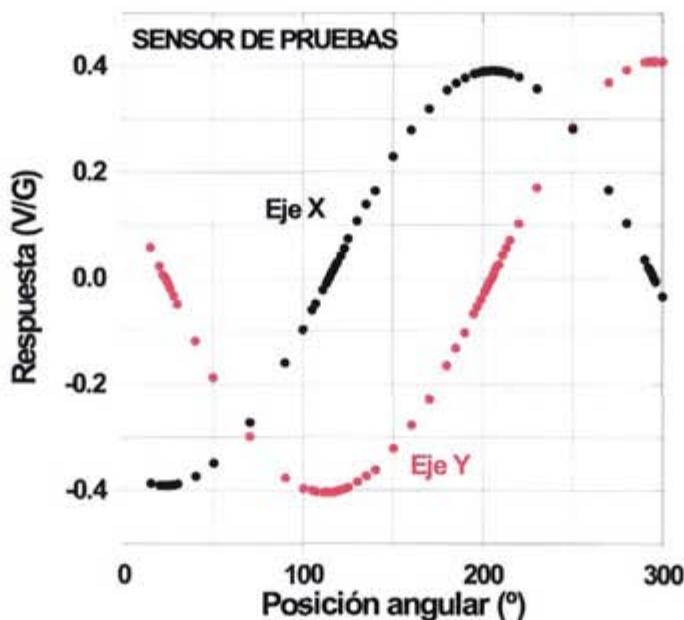


Figura 5.3-24. Respuesta angular del sensor magnético de pruebas.

A continuación se muestran los resultados de las medidas del sensor EM. El conjunto de curvas de calibración: medida tras un pulso de SET, medida tras un pulso de RESET y medida de campo, para una temperatura de  $22^\circ\text{C}$  se muestra en la Figura 5.3-25.

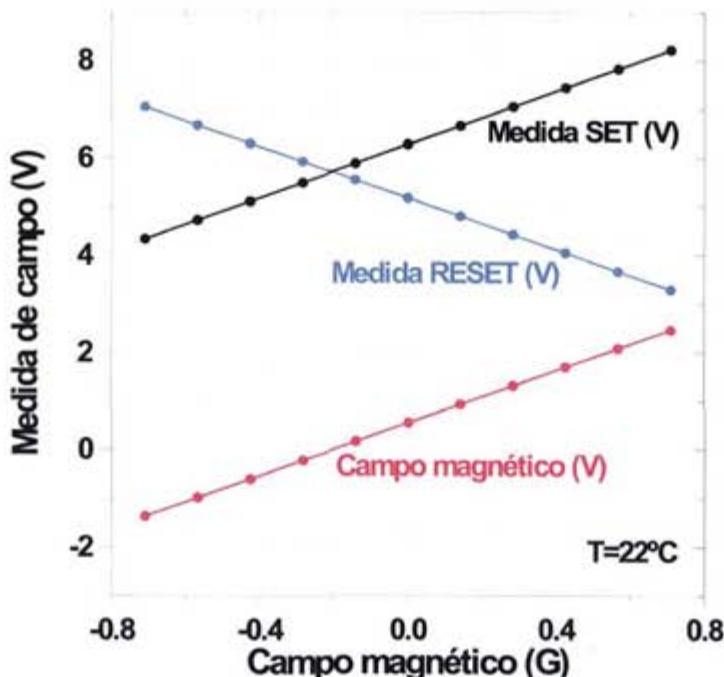


Figura 5.3-25. Respuesta del sensor frente al campo magnético. Medidas tras los pulsos de SET, RESET y medida de campo magnético.

En la Figura 5.3-26 se muestra la variación de la respuesta del sensor X en función de la posición angular. Para obtener esta curva, el circuito integrado del sensor X se coloca en el centro de las bobinas que generan el campo.

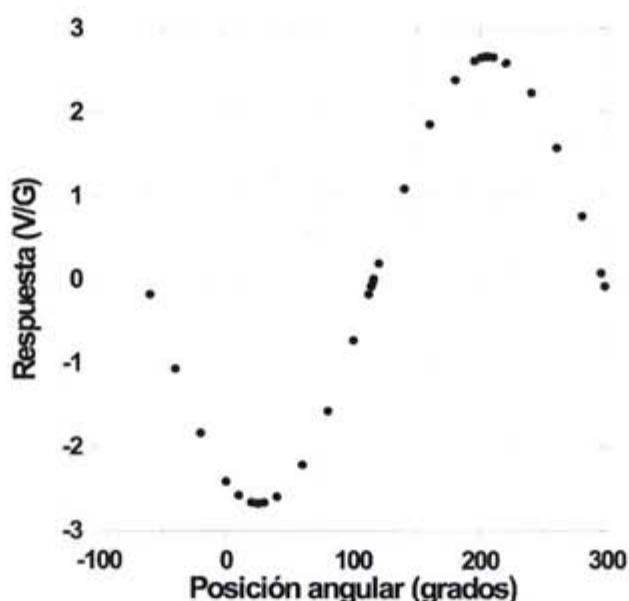


Figura 5.3-26. Respuesta angular del sensor X.

La máxima sensibilidad: 2.675V/G y -2.671V/G se obtienen para la dirección de medida especificada por el fabricante salvo un error en la medida de 0.5°. El offset que presenta el sensor cuando se mide en esta dirección es menor de 21mG. El sensor puede medir en un rango de  $\pm 1.8$ G con una precisión de 0.9mG dada por la digitalización (1 salto de bit equivale a 2.44mV).

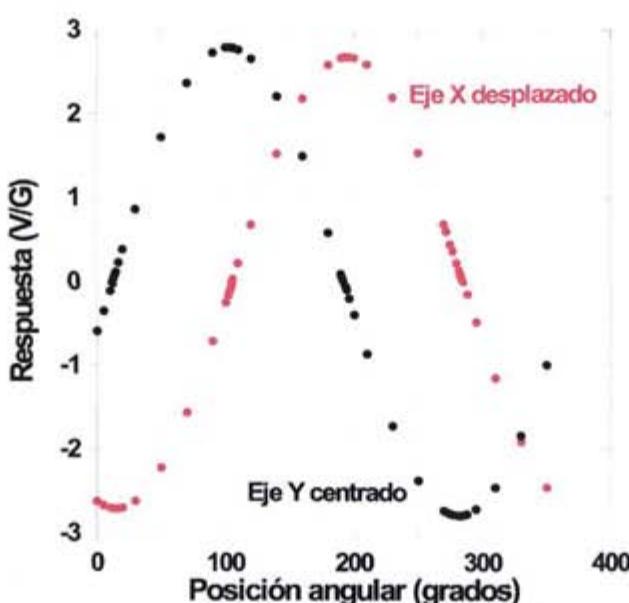


Figura 5.3-27. Respuesta angular de los sensores de los eje X e Y.

En la Figura 5.3-27 se muestra la respuesta en V/G del sensor Y (trazo en negro) cuando éste está centrado entre las bobinas, y la sensibilidad del sensor X (trazo rojo) desplazado ligeramente respecto del centro debido a la posición que ocupa en la tarjeta electrónica.

En esta gráfica se puede comprobar que ambos sensores tienen su eje de máxima sensibilidad desplazado  $90^\circ$  uno respecto del otro y que efectivamente, cuando el sensor X alcanza la máxima sensibilidad, el eje Y tiene sensibilidad cero y viceversa. La sensibilidad del sensor X, que está desplazado respecto del centro de las bobinas, es:  $2.679\text{V/G}$  y  $-2.706\text{V/G}$ . Las diferencias con la medida anterior son debidas a que corresponden a distintos días y una ligera diferencia de temperatura. Sin embargo, la amplitud de la sensibilidad indica que el campo creado por las bobinas es muy homogéneo en una región del espacio, ya que hay muy pocas variaciones de la medida del sensor centrado y descentrado. La sensibilidad del sensor del eje Y es:  $2.797\text{V/G}$  y  $-2.788\text{V/G}$  siendo el offset de este eje de  $7\text{mG}$  y el rango aproximadamente  $1.8\text{G}$  al igual que el sensor X.

Para medir la variación del sensor con la temperatura se emplea el propio sensor de temperatura de la tarjeta, que se calibra previamente con un termopar de calibración conocida. La corrección que hay que hacer en las medidas de temperatura de la tarjeta es pequeña como puede verse en la Figura 5.3-28.

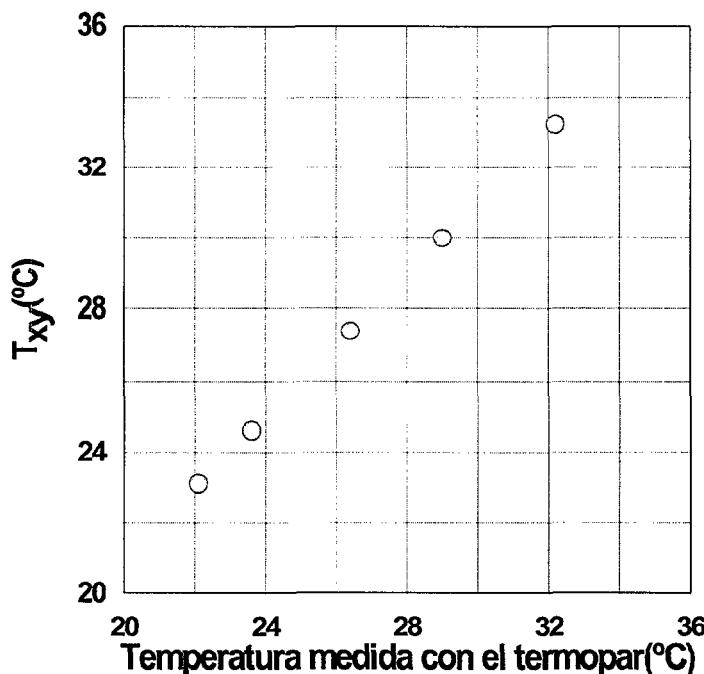


Figura 5.3-28. Temperatura del sensor AD590 de la tarjeta en función de la medida de temperatura calibrada del termopar.

La variación de la sensibilidad con la temperatura para el sensor del eje X en un rango de temperaturas entre  $20^\circ\text{C}$  y  $35^\circ\text{C}$  se representa en la Figura 5.3-29, donde se comprueba la dependencia inversa, aproximadamente lineal de la sensibilidad con la temperatura. Esta dependencia es muy importante en la misión porque la temperatura tiene un rango operativo muy amplio: de  $-20^\circ\text{C}$  a  $50^\circ\text{C}$ .

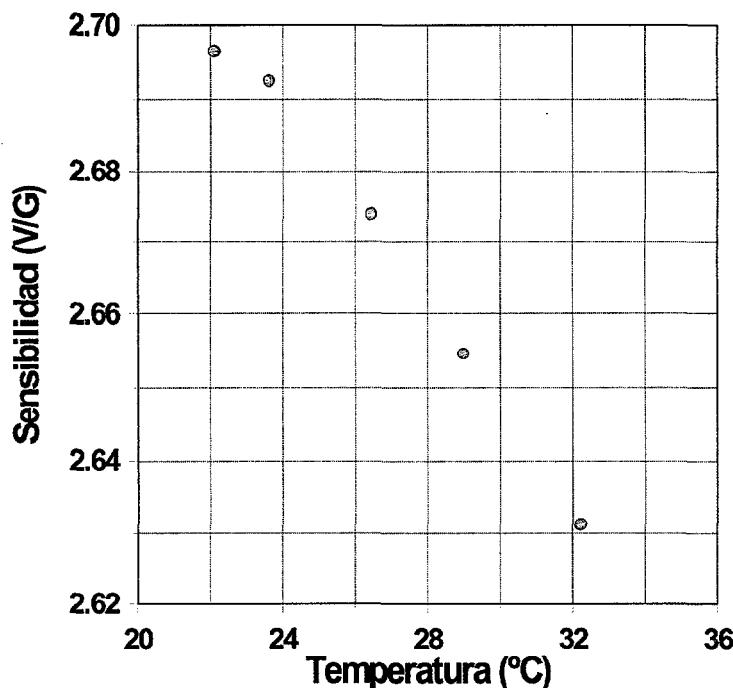


Figura 5.3-29. Sensibilidad del sensor del eje X en función de la temperatura.

En definitiva, el campo medido por el sensor X se puede escribir como:

$$H_x(G) = \left[ \frac{V_{\text{OUT}}(V)}{2.80 - 7.1 \cdot 10^{-3} t(\text{°C})} \right] - 21 \cdot 10^{-3}$$

## 5.4 Nanosensores Magnéticos de Efecto Faraday: Electrónica de Acondicionamiento

El nanosensores magnéticos de NANOSAT es un magnetómetro monoaxial, redundante del magnetómetro de AMR en el eje X en el sistema de referencia del cuerpo. Debido a la rotación de espín del satélite en torno al eje Z, el campo magnético medido por el sensor es un campo de amplitud cambiante en el tiempo, con una variación sinusoidal que alcanza la máxima amplitud cuando está alineado con las líneas de campo terrestre y la mínima amplitud en la dirección perpendicular a las mismas.

El magnetómetro está basado en el Efecto Faraday, que es un efecto magnetoóptico de primer orden que consiste en la rotación del plano de polarización de un haz de luz que se transmite por un medio material cuando sobre él se aplica un campo magnético paralelo a la dirección de propagación de la luz. Aunque el efecto

Faraday está presente en toda la materia, la rotación que presenta cada material es distinta. Un medio cuya rotación de Faraday es apreciable se denomina rotador de Faraday [17].

La rotación de Faraday es proporcional a la imanación del rotador. Esto es, depende de las características magnéticas de los materiales y, por lo tanto, el comportamiento de la rotación de Faraday es distinta para cada tipo de material.

En los materiales paramagnéticos y diamagnéticos la rotación del plano de polarización de la luz,  $\theta$  es proporcional al valor del campo magnético aplicado y al espesor del material,  $t$ , siendo el factor de proporcionalidad la constante de Verdet:  $V$ :

$$\theta_F = VBt \quad (5.3.1a)$$

La constante de Verdet es característica de cada material y depende de la longitud de onda de la luz,  $\lambda$  y de la temperatura,  $T$ . Si bien en los materiales diamagnéticos la dependencia con la temperatura es prácticamente despreciable. En el S.I. la constante de Verdet tiene unidades de  $\text{rad}/\text{T}\cdot\text{m}$  aunque debido a la gran magnitud de estas unidades es más frecuente emplear como unidad el  $\text{^o}/\text{G}\cdot\text{cm}$ . La constante de Verdet se utiliza en materiales en los cuales el campo externo  $H$  y la inducción magnética presentan una relación lineal, por lo que también es posible definir esta constante en función del campo externo:

$$\theta_F = VHt \quad (5.3.1b)$$

De la expresión (5.2.3a) se extrae con facilidad el campo magnético en el seno de un material si se conoce la constante de Verdet y el espesor del material, y se mide la rotación de Faraday. Ésta es la base de los sensores de campo magnético por efecto Faraday.

En los materiales ferrimagnéticos y ferromagnéticos el ángulo que rota el plano de polarización depende del estado de imanación del material y la relación no es lineal. En estos materiales se suele tabular la relación ángulo rotado por espesor de material recorrido por la luz cuando el material está saturado, la rotación específica,  $F$ :

$$F = \theta_s/t \quad (2) \quad (5.3.2)$$

(El subíndice  $s$  indica que se trata de la rotación cuando el material está saturado). La constante que relaciona la rotación específica en saturación con la imanación de saturación del material,  $M_s$  es la constante de Kundt,  $K$ :

$$F = KM_s \quad (5.3.3)$$

Al tratarse de un sistema por transmisión hay que llegar a un compromiso entre un espesor suficiente como para tener una rotación apreciable, pero suficientemente delgado como para que la intensidad de la luz no se atenúe demasiado. La atenuación óptica de un material se define por la ley de Beer-Lambert, cuya expresión es:

$$I = I_0 e^{-\alpha t} \quad (5.3.4)$$

$I_0$  es la intensidad luminosa emitida

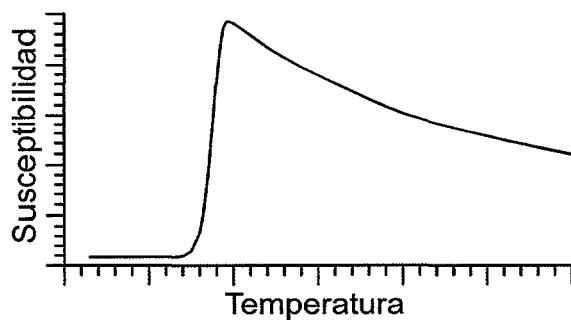
$I$  es la intensidad óptica que sale

$\alpha$  es el coeficiente de absorción

$t$  es la distancia recorrida por la luz en la muestra.

En general para los materiales paramagnéticos y diamagnéticos a mayor constante de Verdet, mayor coeficiente de absorción. El parámetro que mide el balance entre la rotación y la atenuación para un medio es lo que se conoce como factor de mérito:  $V/\alpha$  para los materiales no magnéticos y  $2F/\alpha$  para los magnéticos.

El elemento rotador del transductor de este sensor son partículas de entre 5 y 25nm de diámetro de gamma ferrita ( $\gamma\text{-Fe}_2\text{O}_3$ ) inmersas en una matriz de sílice (no magnética). El material rotador es ferrimagnético. Sin embargo, el conjunto de partículas presenta comportamientos diferentes según la temperatura, el tamaño de partícula, el campo aplicado y la concentración de estas. La Figura 5.4-1 muestra el tipo de comportamiento magnético en función de la temperatura reflejado por el conjunto de partículas. La región de temperaturas bajas se caracteriza por una susceptibilidad muy pequeña y un campo coercitivo elevado (modelo Stoner-Wolfarth). La región a la derecha del máximo (temperaturas elevadas) se caracteriza por un modelo de comportamiento llamado superparamagnético, cuya principal característica es la ausencia de campo coercitivo. El aumento en el tamaño de partículas desplaza el máximo hacia la derecha. El aumento de la concentración de partículas puede provocar interacciones entre las partículas, lo que suaviza la curva y la desplaza hacia la derecha. Los campos magnéticos pequeños como el terrestre no afectan a la curva. Es aconsejable trabajar en la zona superparamagnética del transductor, aunque se podría ir a la región de transición si fuera necesario. En cualquiera de los dos casos se puede definir una "constante de Verdet" como elemento de proporcionalidad entre la rotación de Faraday y el campo magnético. [18].



**Figura 5.4-1. Comportamiento general de un conjunto de partículas magnéticas**

La intensidad de luz transmitida por un polarizador cuando sobre él incide luz linealmente polarizada se rige por la ley de Malus [19]:

$$I = I_0 \cos^2 \theta \quad (5.3.5)$$

$I$  es la intensidad que atraviesa el polarizador,  $I_0$  es la intensidad del haz incidente linealmente polarizado y  $\theta$  es el ángulo que forman la dirección de polarización del haz incidente y la dirección de transmisión del polarizador. Esta expresión tan solo ofrece resultados satisfactorios cuando el haz de luz está completamente polarizado. En caso contrario no se consigue extinción de la luz aunque los polarizadores estén cruzados, esto es,  $\theta = 90^\circ$ .

Sea  $I_{\parallel}$  la intensidad que atraviesa el polarizador y que cumple que  $\theta = 0$  e  $I_{\perp}$  la intensidad que atraviesa el polarizador y que cumple que  $\theta = 90^\circ$ . En estas condiciones, la ley de Malus se puede expresar como:

$$I = I_{\perp} + (I_{\parallel} - I_{\perp}) \cos^2 \theta \quad (5.3.6)$$

Una forma de medir la rotación de Faraday de un haz al atravesar una muestra es mediante un polarizador a la entrada y otro a la salida del material. Figura 5.4-3). La respuesta del detector a la salida de este montaje es:

$$\Delta I = 2(I_{\parallel} - I_{\perp}) \cos \theta \sin \theta \Delta \theta \quad (5.3.7)$$

La variación de intensidad cuando se produce una variación en el ángulo de polarización es máxima en el entorno de  $45^\circ$  (Figura 5.4-2). En un entorno del máximo esta variación se puede aproximar por  $\Delta I = (I_{\parallel} - I_{\perp}) \cdot \Delta \theta$ . Y esta aproximación está justificada porque la rotación de las muestras empleadas es siempre muy pequeña (menor que  $1^\circ$ ).

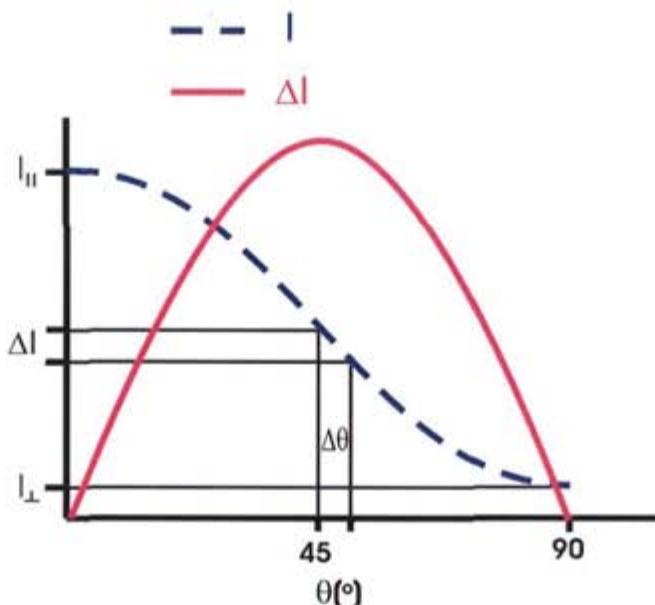


Figura 5.4-2. Intensidad y variación de la intensidad de luz tras el analizador en función del ángulo entre polarizador y analizador

De acuerdo con lo anterior, se han colocado dos analizadores formando ángulos de  $45^\circ$  y  $-45^\circ$ . Las señales de salida de los polarizadores a  $+45^\circ$  y las señales a la salida del de  $-45^\circ$  se restan para tener el doble de respuesta.

Se pretende medir el campo magnético terrestre con una precisión de un 1%, esto es, campos del orden de los mG y hasta  $\pm 1\text{G}$  aproximadamente. Teniendo en cuenta que las constantes de Verdet de las muestras tienen en torno a  $0.2^\circ/\text{G}\cdot\text{cm}$  (o  $0.1^\circ/\text{G}\cdot\text{cm}$ ), y que para una buena transmitancia no se puede sobrepasar un espesor de 0.5 mm, el ángulo rotado por el plano de polarización de la luz en el caso mínimo detectable es  $\theta_{\min}=5\cdot 10^{-6}^\circ$  y en el máximo:  $\theta_{\max}=2.25\cdot 10^{-3}^\circ$ . En términos del contraste tenemos que:

$$\frac{\Delta I}{I} = \frac{I_0 \cos^2(45^\circ) - I_0 \cos^2(45^\circ \pm \theta)}{I_0 \cos^2(45^\circ)} \quad (5.3.8)$$

$\Delta I/I$  es el contraste de intensidad entre el caso en el que no se aplica campo y el caso en el que se aplica campo.  $I_0$  es la intensidad que llega al material tras el primer polarizador.

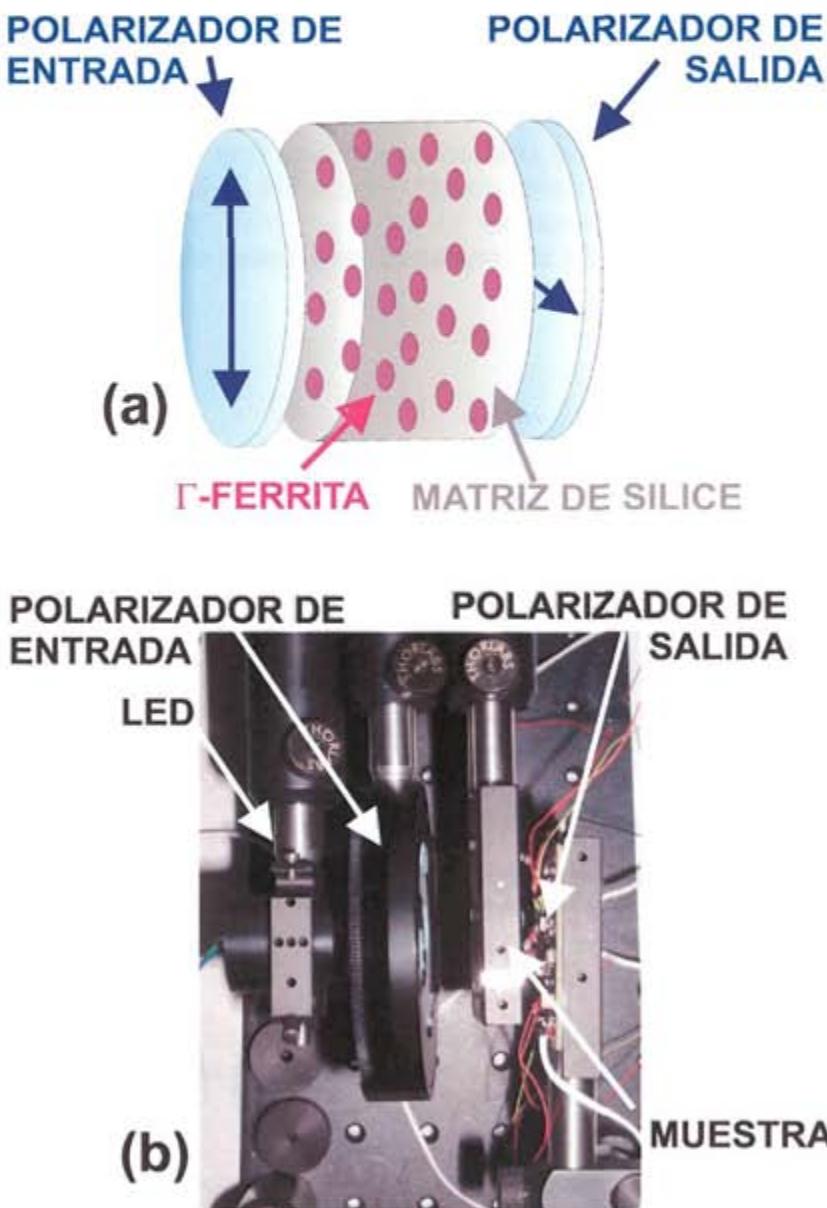


Figura 5.4-3. Disposición de la medida.

El sensor ha de dar como salida la suma de la intensidad que atraviesa los polarizadores y la resta. Para emplear la muestra descrita como núcleo para un sensor de campo magnético basado en el Efecto Faraday es necesaria una electrónica que genere un haz de luz suficientemente intenso como para atravesar la muestra, que tiene una transmitancia de entre el 2 y el 10% por cada 0.5mm, y una electrónica de acondicionamiento de precisión para poder medir las variaciones de baja señal en un ambiente ruidoso. A fin de eliminar el ruido en la medida de lo posible se diseña un lock-in con una frecuencia de muestreo de 156Hz, adecuada a la frecuencia nominal de espín del satélite, que es 5r.p.m. Para evitar picos de corriente en la emisión y, por lo tanto, en la detección se excita el led con una corriente sinusoidal de la frecuencia del reloj. La señal detectada por los fotodetectores es amplificada y filtrada con la misma banda de paso que la emisión con un filtro de capacidades conmutadas. La señal amplificada y con la fase ajustada ataca la entrada del lock-in. El rizado de la señal continua de salida del lock-in se elimina mediante un filtro pasobajo. Finalmente se acondiciona la señal para enviarla al OBDH.

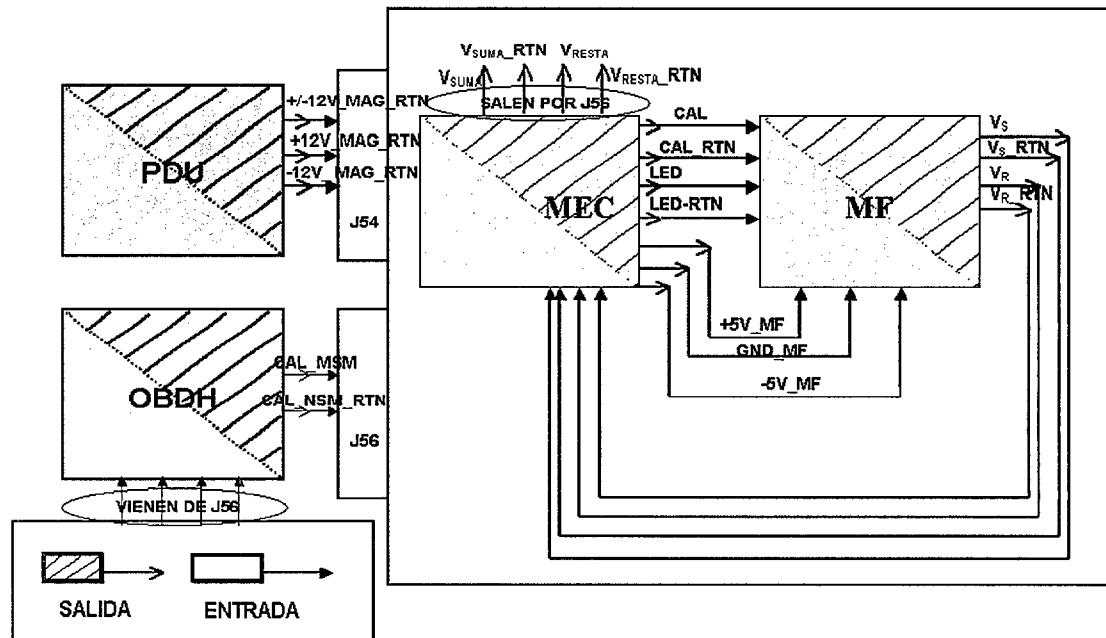


Figura 5.4-4. Diagrama de bloques de las interfaces eléctricas del Nanosensor Magnético de NANOSAT

En definitiva se trata de dos sistemas diferentes: excitación y acondicionamiento optoacoplados por la propia muestra. Para evitar ruido procedente de la electrónica digital en las etapas de alta impedancia, se diseña la electrónica en dos tarjetas:

El Módulo de Faraday (MF), que consta de la etapa de trasmisión, operaciones algebraicas necesarias y preamplificación. Este módulo recibe la alimentación ( $\pm 5$  V) del Módulo de la Electrónica de Control.

El Módulo de la Electrónica de Control (MEC), que genera la señal de reloj y la señal de excitación del led, y recibe la señal de salida del MF amplificándola,

filtrándola pasobanda, realiza la detección en fase de la señal y la filtra pasobajo. Esta tarjeta se alimenta de las líneas de potencia del satélite de  $\pm 12$  V.

En la Figura 5.4-4 se muestra un diagrama de bloques de las interfaces del MEC y de MF entre ellos y con el resto de los subsistemas del satélite. A continuación se detalla el diseño de cada uno de los módulos y se muestran los cálculos necesarios para el mismo.

### 5.4.1 Módulo de Faraday

El módulo de Faraday consiste en un pequeño banco óptico del que forman parte un led, un polarizador, la muestra y una pequeña tarjeta electrónica.

El led de 820nm, se excita con una corriente sinusoidal generada en el MEC. El valor de pico de la corriente de excitación es de 50mA, con lo cual la potencia óptica emitida es aproximadamente 10mW.

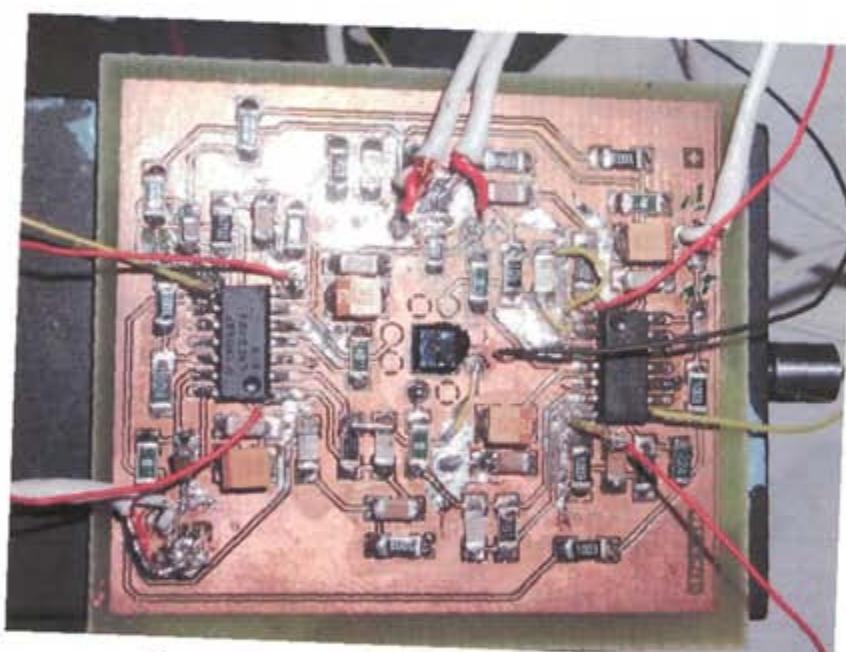


Figura 5.4-5. Tarjeta del Módulo de Faraday

La tarjeta electrónica del MF, como se ve en la Figura 5.4-5 es una placa de dimensiones reducidas:  $50 \times 40 \text{ mm}^2$ , fabricada a doble cara, que contiene la pastilla de los fotodetectores con los polarizadores analizadores, y dos amplificadores operacionales cuádruples como elementos activos, además de las resistencias y condensadores necesarios, como elementos pasivos. El esquema total puede verse en la Figura 5.4-6.

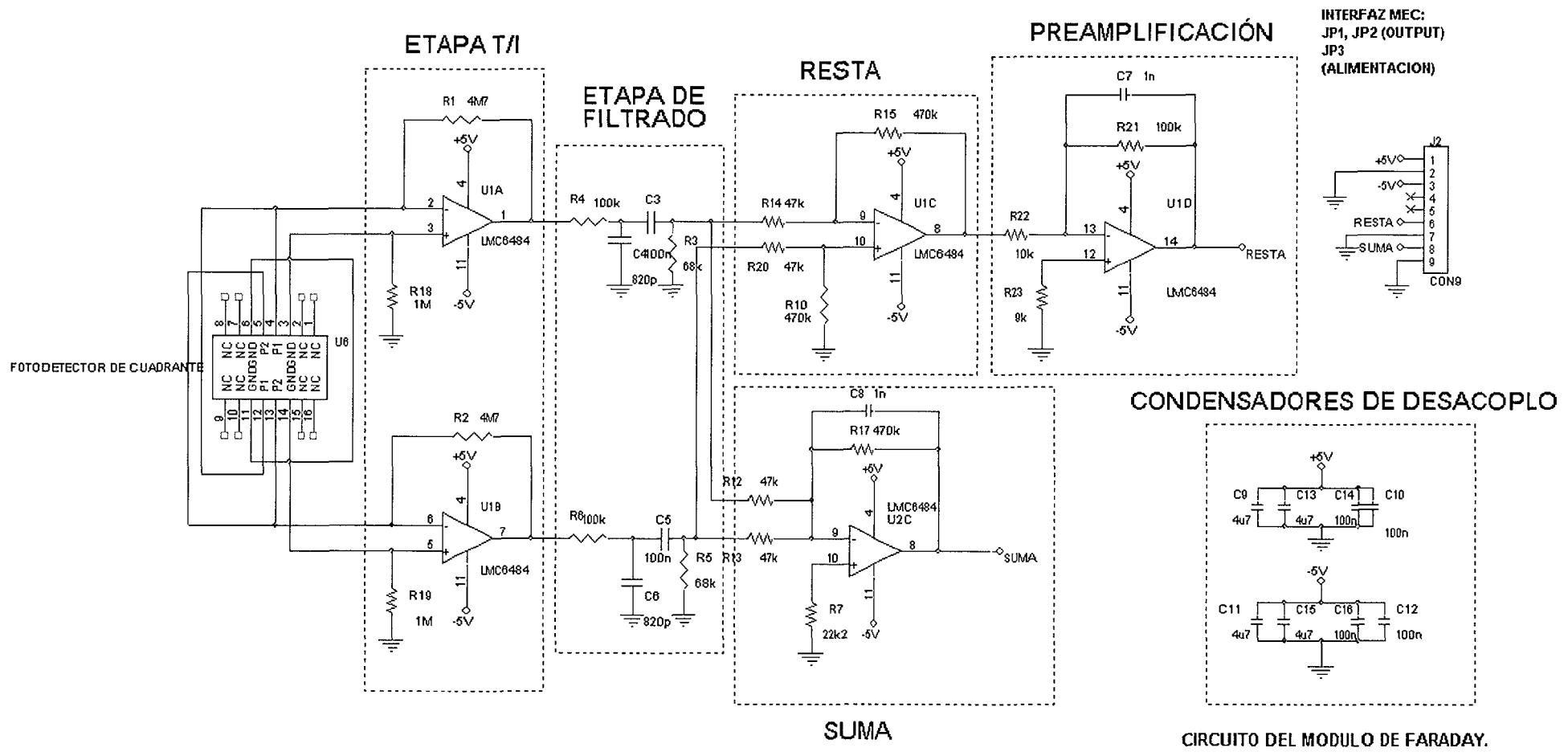


Figura 5.4-6. Esquema electrónico del Módulo de Faraday

La tarjeta electrónica del MF recibe la alimentación de  $\pm 5V$  del MEC al que devuelve como salidas las señales  $V_s$  y  $V_r$  con sus respectivos retornos.

En el MF se pueden distinguir seis etapas:

- ETAPA DE ALIMENTACIÓN
- ETAPA DE DETECCIÓN
- ETAPA DE TRANSIMPEDANCIA
- ETAPA DE FILTRADO PASOBANDA
- ETAPA DE OPERACIONES ALGEBRAICAS
- ETAPA DE PREAMPLIFICACIÓN

#### **5.4.1.1 Etapa de Alimentación**

El MF recibe la alimentación de  $\pm 5V$  del MEC, por lo que la tensión ya está estabilizada, como se explicará más adelante. En cualquier caso es conveniente poner a la entrada de las líneas de potencia dos condensadores para suministrar la potencia en caso de que la línea se quede sin suministro instantáneamente. Estos dos condensadores son los condensadores de  $4.7\mu F$  entre  $+5V$  y masa, y  $-5V$  y masa. Además, se colocan los correspondientes condensadores de filtrado de  $100nF$  en cada circuito integrado.

#### **5.4.1.2 Etapa de Detección**

Esta es la etapa de los fotodetectores. Se ha separado de la etapa de transimpedancia para destacar el estudio de la orientación de los ejes de los analizadores y de la geometría de fotodetectores.

El material que se emplea en la detección es Si, que presenta un máximo de responsividad en el infrarrojo. Para la longitud de onda de trabajo, 820nm, la responsividad es casi máxima:  $0.55A/W$ .

Siempre que se miden magnitudes con signo es conveniente trabajar con una escala centrada en el 0. Si en vez de colocar un analizador a la salida de la muestra se colocan dos: uno con el eje de polarización a  $+45^\circ$  y otro a  $-45^\circ$  del eje del polarizador de entrada, y posteriormente se restan las intensidades luminosas resultantes, el contraste aumenta y a campo cero, la intensidad de luz a la salida también es cero.

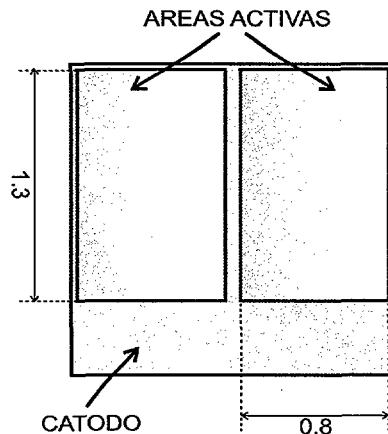
Los espacios entre cuadrante y cuadrante se cubren con una pintura negra para que no entre luz si no es a través de los polarizadores. Figura 5.4-7)



Figura 5.4-7. Fotodetector de cuadrante con pintura negra.

En un principio se empleó como detector un fotodetector de cuadrante con  $4.79\text{mm}^2$  de área total, con los dos fotodetectores de una diagonal a  $+45^\circ$  y los de la otra diagonal a  $-45^\circ$ . Esta configuración, que permite un mejor posicionamiento relativo de haz y detector, se descarta a favor de dos fotodetectores integrados en una misma pastilla (bi-cell) por varias razones:

- El haz del led cuando llega al fotodetector se ha abierto bastante, por lo que la distribución de intensidad se ha suavizado y se puede considerar que la intensidad luminosa es homogénea en todo el área activa de la pastilla de fotodetectores.
- El tamaño tan pequeño del área de cada fotodetector en el fotodetector de cuadrante condiciona las dimensiones del polarizador analizador situado delante. Alinear los polarizadores en estas condiciones y adherirlos al fotodetector es muy complicado y hay fotodetectores de cuadrante en los que los polarizadores no son exactamente paralelos dos a dos. Esto da lugar a una pérdida de la condición de cero, de rango y a una asimetría en la respuesta del sensor al campo magnético.
- La pintura aplicada, por una parte, no siempre tapa perfectamente el borde del fotodetector, dejando pasar luz que no atraviesa el polarizador y por otra, en ocasiones mancha el polarizador creando una sombra en el fotodetector correspondiente.



**Figura 5.4-8. Bi-cell.**

Empleando bi-cells (Figura 5.4-8) se tiene que cada fotodetector tiene un área activa de  $1.3 \times 0.8 \text{mm}^2$ , ( $1.03 \text{mm}^2$ ). La responsividad a 820nm es  $0.55 \text{A/W}$ .

El led tiene una apertura en la emisión de  $60^\circ$ , esto es el ángulo sólido correspondiente es  $\pi \text{sr}$ . La potencia óptica que llega al analizador viene dada por la expresión siguiente:

$$P_{\text{detector}} = P_{\text{emitida}} p_1 \frac{\Omega_{\text{detector}}}{\Omega_{60^\circ}} T_{\text{muestra}} p_2 \quad (5.3.9)$$

$P_{\text{emitida}}$  es la potencia total emitida por el led para una corriente de 50mA,  $p_1$  y  $p_2$  corresponden a la luz que deja pasar cada polarizador, en este caso:  $p_1=p_2=1/2$ ,  $\Omega_{\text{detector}}$  es el ángulo sólido subtendido por el detector y  $\Omega_{60^\circ}$  el ángulo sólido de emisión del led. Sustituyendo los valores:  $P_{\text{emitida}}=10 \text{mW}$ ,  $\Omega_{\text{detector}}=1.1 \text{msr}$ ,  $\Omega_{60^\circ}=\pi \text{sr}$ , se tiene que la Potencia que recibe el detector es  $87 \text{nW}$ , que coincide con la potencia de  $80 \text{nW}$  correspondiente a la photocorriente generada por cada detector a campo cero:  $44 \text{nA}$  y medida a través de la tensión de salida del transimpedancia conectado a continuación.

#### 5.4.1.3 Etapa de Transimpedancia

La etapa de transimpedancia (T/I) transforma la corriente de entrada de unas decenas de nA en una tensión con baja impedancia de salida [20,21]. Como las photocorrientes que entran en el transimpedancia son muy débiles, hace falta emplear como amplificador operacional en el transimpedancia un amplificador que tenga una corriente de polarización muy baja. Este requisito se ajusta perfectamente con los amplificadores de entrada CMOS. Para aprovechar al máximo el rango permitido dada una tensión de alimentación determinada, se elige un amplificador operacional rail-to rail. El LMC6484 de National Semiconductor es un amplificador, que existe en calificación militar y que cumple los requisitos anteriores siendo además de bajo ruido.

La realimentación de este circuito es negativa y la resistencia de realimentación  $R_f$  es de  $4.7M\Omega$ . Así, para una corriente máxima de entrada de  $44nA$  se tiene una tensión a la salida de  $200mV$ . Para garantizar la estabilidad es necesario incluir un condensador de  $4.7pF$  de realimentación dado el gran ancho de banda del operacional:  $1.5MHz$ . Esta etapa se corresponde con la primera etapa del circuito de la Figura 5.4-6 tras la pastilla de fotodetectores.

#### 5.4.1.4 Etapa de Filtrado Pasobanda

La frecuencia de trabajo es  $156Hz$ . Tras el amplificador transimpedancia es conveniente filtrar pasobanda la señal. Dado el espacio tan limitado de esta tarjeta, se diseñan dos filtros RC de primer orden: uno pasobajo (con una frecuencia de corte,  $f_c$ , de  $1.94kHz$ ) para eliminar el ruido de alta frecuencia y otro pasoalto (con una frecuencia de corte,  $f_c$ , de  $23.4Hz$ ) para eliminar la photocorriente continua originada por la luz exterior. En la Figura 5.4-9 se muestra la simulación de la respuesta de los filtros.

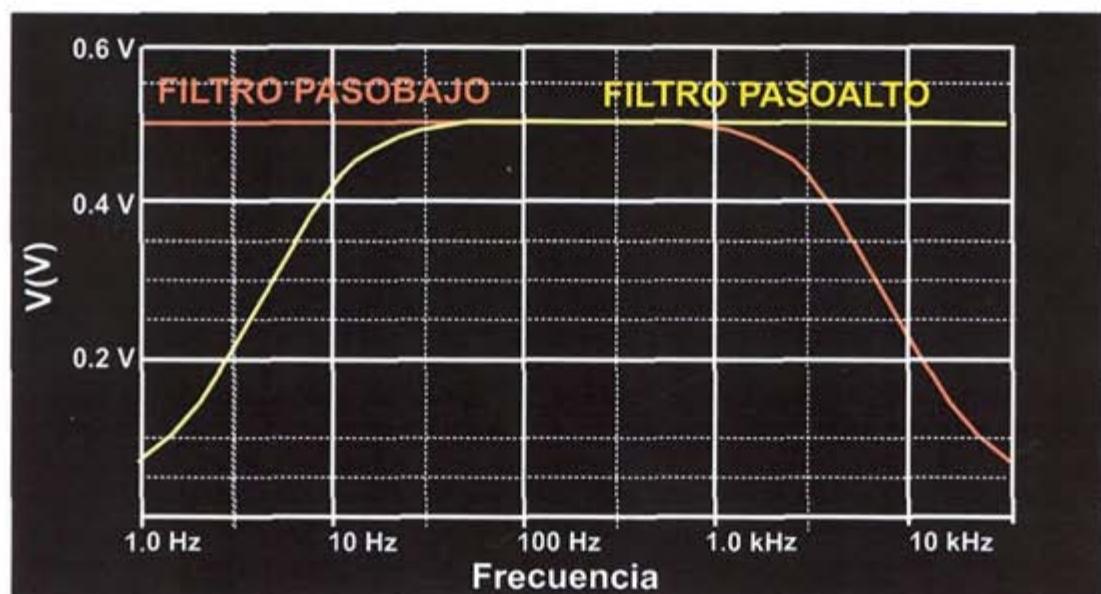


Figura 5.4-9. Respuesta en frecuencia del filtro

### 5.4.1.5 Etapa de Operaciones Algebraicas

Las dos señales que salen de los transimpedancias se corresponden con las intensidades de luz polarizadas en direcciones paralelas a cada uno de los ejes de los polarizadores analizadores. Estas dos señales han de restarse y sumarse. La diferencia entre ambas es una medida del ángulo rotado por el plano de polarización de la luz. La suma es una medida de la cantidad de luz que llega a la pastilla de los fotodetectores. Esta medida es importante ya que tanto la potencia emitida por el led como la corriente del fotodetector y su resistencia, varían con la temperatura.

La diferencia de las señales se realiza con un circuito restador básico con resistencias de 0.1% de tolerancia para conseguir la mayor simetría posible. La ganancia de la diferencia ha de ser un balance entre una gran ganancia para alcanzar la máxima resolución y limitada para no saturar los amplificadores en el caso de contraste máximo ( $4.8 \cdot 10^{-4}$ ). En el amplificador restador la ganancia es diez siendo las resistencias de entrada  $47\text{k}\Omega$  y la de realimentación y la resistencia de compensación  $470\text{k}\Omega$ . La amplificación viene dada por el cociente entre la resistencia de realimentación y una de las resistencias de entrada.

La suma de los dos transimpedancias se realiza mediante un circuito sumador. En este circuito al igual que en el restador, se escogen resistencias con una tolerancia del 0.1% para evitar que un desequilibrio entre las resistencias de entrada no de el mismo peso a las dos contribuciones. La ganancia en este caso se determina por el cociente entre la resistencia de alimentación y el paralelo de las dos resistencias de entrada, esto es, la ganancia en esta etapa es 20. La resistencia de la entrada positiva del operacional tiene un valor de  $22\text{k}\Omega$  porque así las dos entradas del operacional tienen la misma impedancia.

### 5.4.1.6 Etapa de preamplificación

Las señales de salida del MF son la suma y la resta de las intensidades ortogonales de luz. Para minimizar la susceptibilidad de las mismas frente al ruido en los cables, conviene que estas señales sean de baja impedancia y de una tensión fácilmente medible.

El circuito sumador se diseña para barrer un rango de hasta 5V, por lo que no es necesario una posterior amplificación.

A la salida del restador se coloca un amplificador con ganancia cien y un condensador de realimentación de  $1\text{nF}$  a modo de filtro pasobajo.

La diferencia enviada del MF al MEC es una señal que varía de  $-500\text{mV}$  a  $+500\text{mV}$  (máximos contrastes para el campo terrestre esperable en órbita) pasando por cero, valor que corresponde a campo cero.

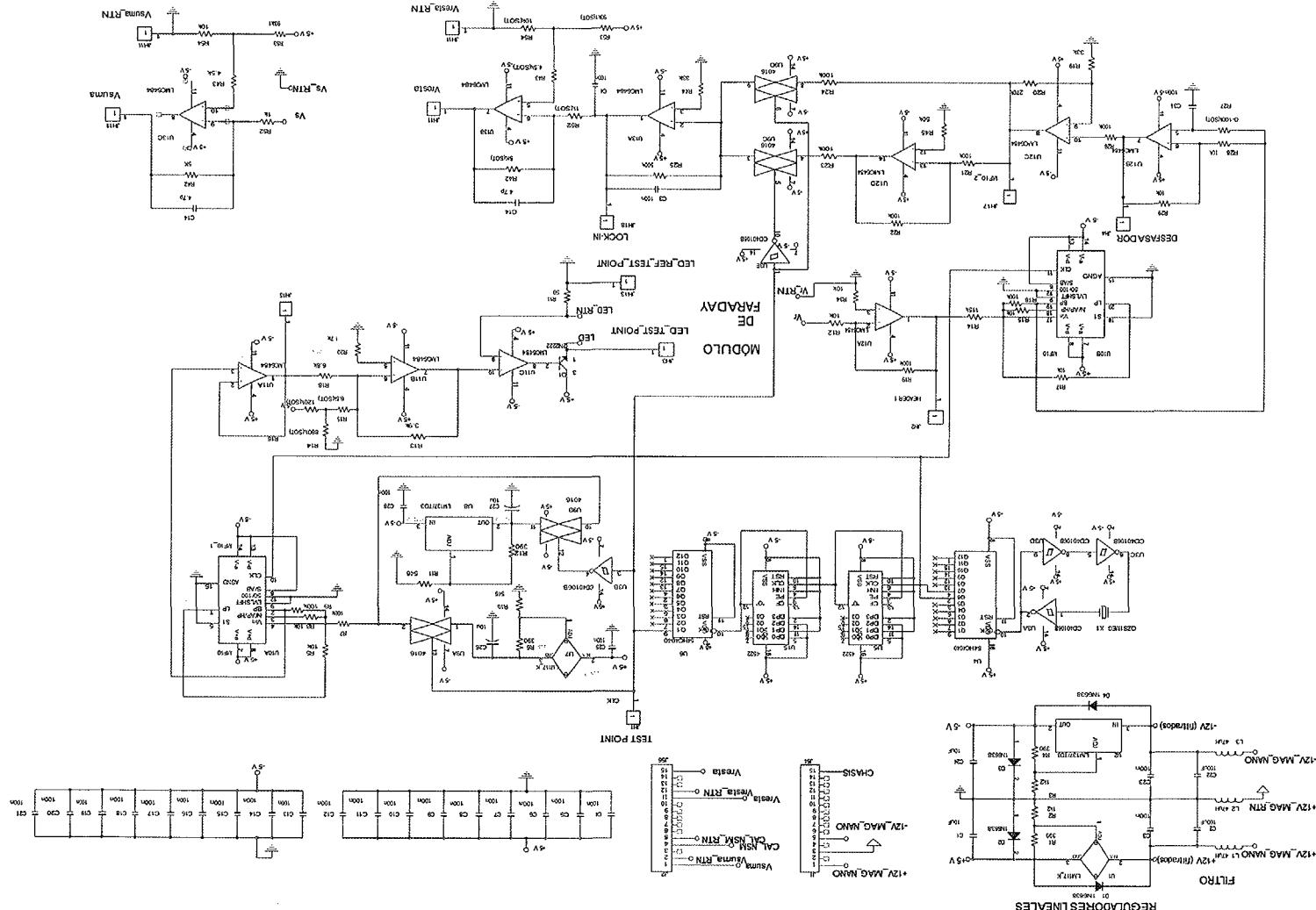
### 5.4.2 Módulo de la Electrónica de Control

El Módulo de la Electrónica de Control es una tarjeta de tamaño Europa que genera la señal de excitación del led, y recibe las señales del MF, que termina de acondicionar electrónicamente. Además, el MEC recibe una señal de la OBDH para aplicar un campo de calibración y se encarga de proporcionar la corriente a la bobina de calibración. El esquemático de la primera parte puede verse en la Figura 5.4-10. El esquema eléctrico de la calibración puede verse en la Figura 5.3-11.

Al tratarse de dos bloques distintos y dado que el bloque de la detección es muy sensible al ruido, el primer diseño de este subsistema consiste en dos tarjetas, una para la emisión y otra para la detección aisladas eléctricamente pero acopladas entre sí mediante optoacopladores. El diseño, sin embargo, ha ido evolucionando y actualmente se han suprimido dichos optoacopladores. Ambos bloques forman ahora una única tarjeta electrónica, y emisión y detección están optoacopladas por la propia muestra y desacopladas mediante planos de masa distintos.

Una medida para eliminar el ruido en los circuitos muy susceptibles al mismo, es pulsar las señales. En el caso del MEC se pulsa el led excitándolo con una señal sinusoidal para eliminar picos en la respuesta y posteriormente se detecta en fase con un lock-in cuya referencia es el mismo reloj de la excitación [22,23]. Esta característica permite recuperar la señal de interés incluso en el caso de que la frecuencia del reloj varíe ligeramente. Hacer una fuente de corriente sinusoidal con circuitos simples calificados es complejo ya que hay que suprimir todos los armónicos. Una idea sencilla para conseguir una corriente sinusoidal es excitar la base de un transistor con la salida de un filtro de capacidades conmutadas pasobanda con un factor de calidad suficientemente alto como para permitir el paso de una sola frecuencia. Los filtros de capacidades conmutadas tienen la ventaja de que pueden tener ganancia frente a los filtros pasivos, y no necesitan condensadores ni bobinas externos frente a los filtros activos. En los filtros de capacidades conmutadas se puede fijar la frecuencia de corte con un 0.2% de precisión mediante un reloj externo y son muy poco sensibles a los cambios de temperatura. En ellos, se muestran los datos a una frecuencia mayor que la de variación de los mismos y posteriormente se procesan en tiempo discretos, no continuamente como ocurre con los filtros pasivos y activos. El filtro que se emplea en este diseño es el filtro LMF100 de National Semiconductor. El LMF100 necesita como reloj cien veces la frecuencia de la banda de paso, por lo que es necesario generar no sólo la frecuencia de trabajo, sino también la frecuencia 100x.

Figura 5.4-10. Módulo de la Electrónica de Control



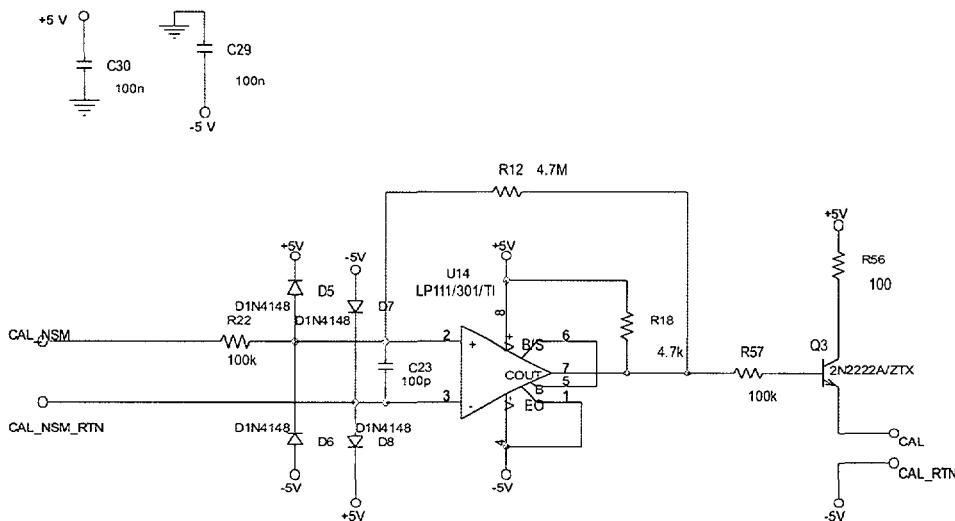


Figura 5.4-11. Circuito de calibración

Al tratarse de dos bloques distintos y dado que el bloque de la detección es muy sensible al ruido, el primer diseño de este subsistema consiste en dos tarjetas, una para la emisión y otra para la detección aisladas eléctricamente pero acopladas entre sí mediante optoacopladores. El diseño, sin embargo, ha ido evolucionando y actualmente se han suprimido dichos optoacopladores. Ambos bloques forman ahora una única tarjeta electrónica, y emisión y detección están optoacopladas por la propia muestra y desacopladas mediante planos de masa distintos.

Una medida para eliminar el ruido en los circuitos muy susceptibles al mismo, es pulsar las señales. En el caso del MEC se pulsa el led excitándolo con una señal sinusoidal para eliminar picos en la respuesta y posteriormente se detecta en fase con un lock-in cuya referencia es el mismo reloj de la excitación [22,23]. Esta característica permite recuperar la señal de interés incluso en el caso de que la frecuencia del reloj varíe ligeramente. Hacer una fuente de corriente sinusoidal con circuitos simples calificados es complejo ya que hay que suprimir todos los armónicos. Una idea sencilla para conseguir una corriente sinusoidal es excitar la base de un transistor con la salida de un filtro de capacidades comutadas pasobanda con un factor de calidad suficientemente alto como para permitir el paso de una sola frecuencia. Los filtros de capacidades comutadas tienen la ventaja de que pueden tener ganancia frente a los filtros pasivos, y no necesitan condensadores ni bobinas externos frente a los filtros activos. En los filtros de capacidades comutadas se puede fijar la frecuencia de corte con un 0.2% de precisión mediante un reloj externo y son muy poco sensibles a los cambios de temperatura. En ellos, se muestran los datos a una frecuencia mayor que la de variación de los mismos y posteriormente se procesan en tiempo discretos, no continuamente como ocurre con los filtros pasivos y activos. El filtro que se emplea en este diseño es el filtro LMF100 de National Semiconductor. El LMF100 necesita como reloj cien veces la frecuencia de la banda de paso, por lo que es necesario generar no sólo la frecuencia de trabajo, sino también la frecuencia 100x.

El empleo de un filtro de capacidades comutadas está justificado a pesar de ser una fuente de ruido y tener la capacidad de desfasar la señal que entra al lock-in porque la señal de muestreo del filtro y la de referencia del lock-in proceden del mismo reloj, es decir, en todo momento se asegura que la señal que entra en el lock-in no está desfasada respecto a la de referencia. Para evitar en la medida de lo

posible que la circuitería analógica se contamine de ruido por la alimentación, que comparte con la circuitería digital, se emplean operacionales de alto rechazo al ruido de la alimentación (PSRR) y se ponen condensadores de desacoplo en todos los circuitos integrados.

En la Figura 5.4-12 se muestra un diagrama de bloques a modo de esquema funcional del MEC.

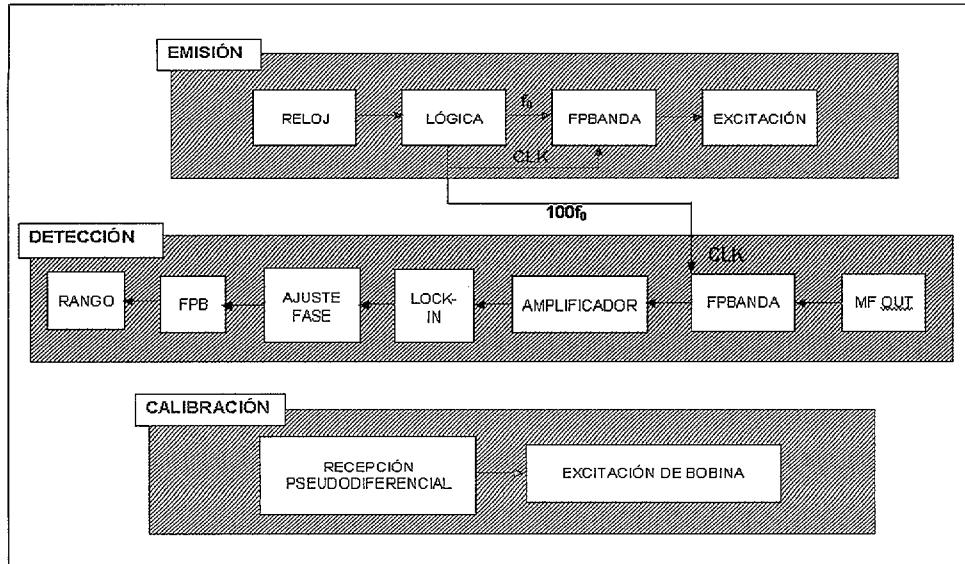


Figura 5.4-12 Diagrama de bloques del MEC

La tarjeta del MEC está conectada con la PDU, de la que recibe la alimentación, de las líneas de potencia de  $\pm 12V$ , con el MF, al que envía la señal de corriente del led, y del que recibe las señales  $V_s$  y  $V_r$ , y con el OBDH, del que recibe una señal de calibración para alimentar una espira de autocalibrado, y al que envía las señales  $V_{\text{suma}}$  y  $V_{\text{resta}}$ , salida del nanosenso, como se ve en la Figura 5.4-4, que muestra un diagrama de bloques de las interfaces del sensor.

El esquema electrónico de esta tarjeta puede verse en la Figura 5.4-10 y la Figura 5.4-11. El primer esquemático corresponde a la electrónica de acondicionamiento del sensor mientras que el segundo corresponde a la electrónica asociada al campo de calibración.

La necesidad de un campo de calibración viene dada por la inestabilidad de las muestras fundamentalmente. La idea es medir un campo conocido siempre antes de hacer una medida de campo de forma que se pueda usar como referencia la medida del campo conocido en la medida realizada.

Este campo ha de ser suficientemente elevado para predominar sobre los campos magnéticos existentes pero suficientemente débil como para no saturar el sensor.

Dado que el rango del sensor es  $\pm 1G$ , se genera un campo de calibración de  $0.3G$ , que es el campo creado por una bobina de 24 vueltas y 15mm de radio

aproximadamente cuando por ella pasan 50mA. Esto se consigue mediante un transistor bipolar como se muestra en el esquemático de la Figura 5.4-11 [24].

Se establece que el protocolo de medida tenga un periodo de medida con campo de calibración y un periodo de medida sin él. Esto implica que la OBDH controla el encendido y apagado del campo magnético. Para ello, la OBDH envía una señal de 0 o 5V, que se recibe de forma pseudodiferencial por el MEC. Al contrario que en el sensor magnético (ACS), el nanosensor tiene alimentación bipolar, por lo que no hace falta hacer pasar la señal del OBDH por un divisor resistivo para garantizar una señal positiva sino que basta con recibirla con un diferencial (el LM111). La salida del diferencial ataca la base de un transistor a través de una resistencia calculada para saturar el transistor cuando la salida del diferencial es 5V. Si la salida del diferencial es 0V, el transistor permanece cortado y no se genera campo magnético.

El circuito generador de la corriente de la bobina es un transistor con salida por emisor, cuya resistencia de colector limita la corriente que circula por la bobinas. (Figura 5.4-11).

El estudio de la electrónica de acondicionamiento del MEC es algo más complejo. Para un análisis más claro se ha dividido en tres bloques principales [25,26]:

A-ALIMENTACIÓN

B-EMISIÓN

C- DETECCIÓN

Cada uno de ellos, a su vez subdividido en varias etapas. A continuación se describen cada una de las etapas de los distintos bloques del diseño.

### 5.4.2.1 Bloque de Alimentación

Este bloque se divide en dos etapas: la ETAPA de FILTRADO y la ETAPA de CONVERSIÓN de TENSIÓN.

#### 5.4.2.1.1 Etapa de Filtrado

A la entrada de la tarjeta hay un filtro para eliminar el ruido procedente de la fuente de alimentación conmutada de la PDU. Dado que los convertidores empleados en la PDU trabajan a una frecuencia de conmutación de 200kHz, los filtros se calculan para que corten a 10kHz. La simulación de la respuesta del filtro puede verse en la Figura 5.4-13.

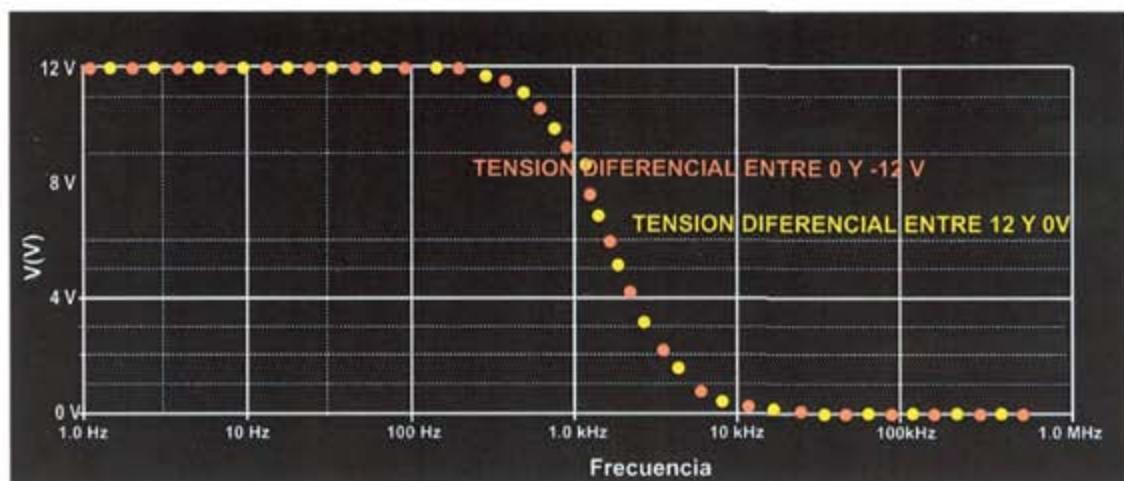


Figura 5.4-13. Respuesta en frecuencia del filtro

El circuito de la simulación está representado en la Figura 5.4-14. En él puede verse que los modelos para las bobinas ya incluyen la resistencia en serie de las mismas. Las resistencias a la entrada se han incluido para disminuir el factor de calidad del circuito, y por lo tanto, suavizar la respuesta del mismo. Aunque estas resistencias implican una caída de tensión en la línea, esta caída no es importante porque la tarjeta no se alimenta de  $\pm 12V$  sino de  $\pm 5V$ , y el margen entre ambas tensiones es suficiente para los reguladores lineales que se emplean.

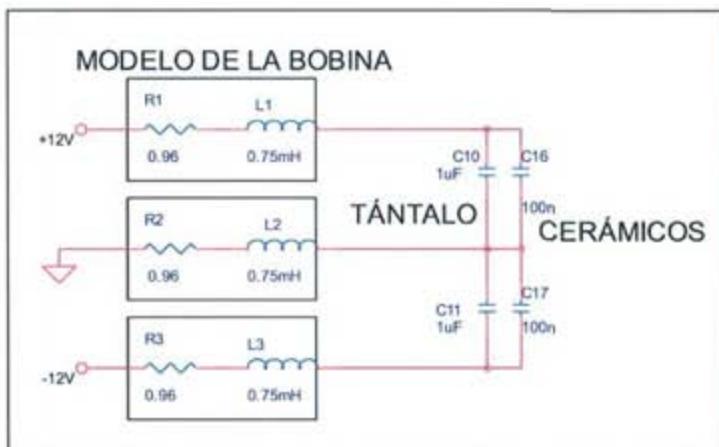


Figura 5.4-14. Filtro de la alimentación

#### 5.4.2.1.2 Etapa de Conversión en Tensión

En la tarjeta, las tensiones de  $+12$  y  $-12V$  se convierten en  $+5$  y  $-5V$  mediante reguladores lineales con calificación militar: el LM117 en la línea de alimentación positiva y el LM137 en la negativa. (Figura 5.4-15).

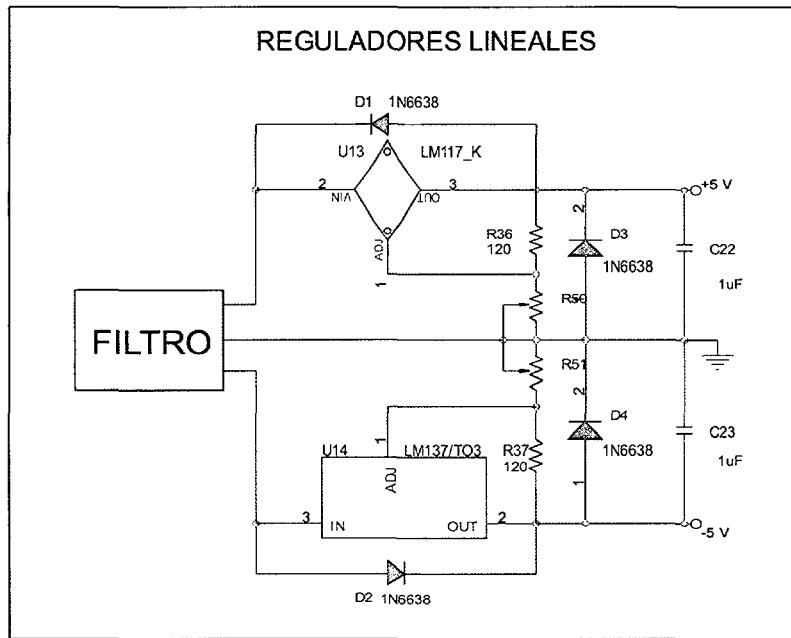


Figura 5.4-15. Reguladores lineales

El circuito básicamente consiste en los dos reguladores que bajan la tensión de 12V a:

$$V_+ = 1.25 \left( 1 + \frac{R_{36}}{R_{50}} \right) + I_{adj} R_{36}, V \quad (5.3.10)$$

y la tensión -12V a:

$$-V_- = -1.25 \left( 1 + \frac{R_{51}}{R_{37}} \right) + (-I_{adj} R_{51}), V \quad (5.3.11)$$

Los valores de las resistencias se calculan para que  $V_+$  sea 5V y  $-V_-$  sea -5V.

A la salida se incluyen unos condensadores capaces de suministrar tensión en caso de que haya una caída momentánea en la línea.

Aunque los reguladores lineales son muy robustos, se destruyen si la tensión de salida es superior a la tensión de la entrada. Esto ocurre si hay un corto en la entrada o si se descargan los condensadores de salida. Para evitar que los reguladores se destruyan por alguna de estas causas, se colocan dos diodos de protección: D1 y D2, que conducen en caso de tener mayor tensión a la salida que a la entrada en el regulador positivo y viceversa en el negativo.

Los diodos D3 y D4 protegen de la descarga de los condensadores C22 y C23, cuya misión es evitar la amplificación del rizado de la corriente que circula por el divisor de tensión entre la patilla de salida y la de ajuste del regulador. Cuando C22 (o C23) se descargan, tanto D3 como D1 (o D4 y D2) conducen, protegiendo el regulador.

### 5.4.2.2 Bloque de Emisión

El bloque de emisión genera todas las señales necesarias tanto para la excitación del led como para la posterior detección de la señal. Este bloque está dividido en las siguientes etapas:

- ETAPA LÓGICA. La primera etapa de la emisión del MEC consiste en la generación de las señales de las frecuencias requeridas para el posterior diseño: la frecuencia de trabajo de 156Hz y la frecuencia 100x: 1.56kHz.
- ETAPA de FILTRADO. La salida de la etapa lógica es una señal cuadrada de frecuencia  $f_0$ , la frecuencia de trabajo. Para conseguir una señal sinusoidal de la misma frecuencia, se emplea un filtro paso banda de capacidades conmutadas. Esta etapa, como se verá más adelante, se repite en la detección.
- ETAPA de EXCITACIÓN. Esta etapa consiste básicamente en la fuente de corriente que alimenta el led y el propio led.

#### 5.4.2.2.1 Etapa Lógica

La etapa lógica está formada por un circuito oscilador y un circuito lógico:

El circuito oscilador consiste en un cristal de cuarzo de 2MHz que fija la frecuencia de oscilación y tres puertas lógicas inversoras con histéresis (CD40106) conectadas en serie entre ellas y con el cristal. Cada una de las puertas invierte a su salida la señal que hay a su entrada de modo que un número impar de puertas es un circuito inestable que oscila [27]. La histéresis de las puertas asegura que la señal de salida tiene un dutt cycle del 50 %.

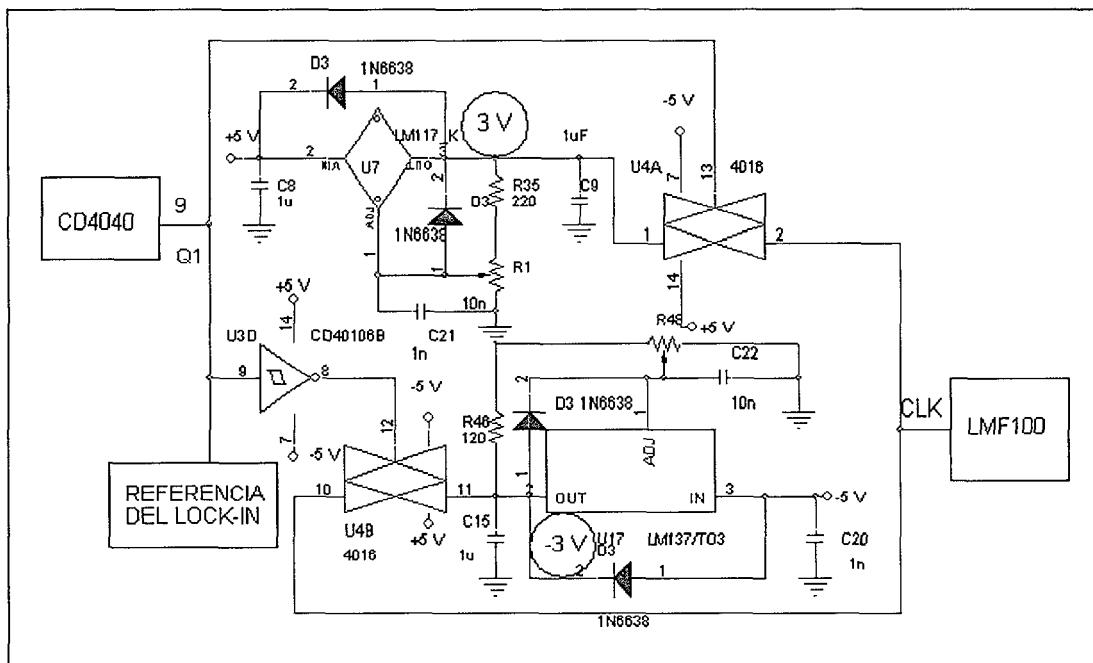
El circuito lógico ha de generar la frecuencia de trabajo y 100 veces dicha frecuencia. Para ello se emplean cuatro contadores: dos CD4040, que es un contador binario de 12 etapas y dos CD4522, que es programable y se programa para que divida por 5. Para que la frecuencia de trabajo sea 156Hz, se escoge la salida "Q7" del primer contador CD4040, que tiene una frecuencia de 7.8kHz. Esta señal entra como reloj al primer CD4522 y la salida "O" de éste entra como reloj al siguiente CD4522. La salida "O" del segundo CD4522 es el reloj del segundo CD4040. La señal de 156Hz es la salida más significativa de este último CD4040. Las conexiones se pueden ver en el esquemático general Figura 5.4-10.

#### 5.4.2.2.2 Etapa de Filtrado

La etapa de filtrado pasobanda que sucede a la etapa lógica consta de un filtro LMF100 de capacidades conmutadas [20] y de la circuitería necesaria para adaptar la salida de reloj CMOS de la etapa anterior a una entrada de reloj válida para el LMF100.

La entrada de reloj tipo CMOS para el LMF100 ha de ser entre +3V y -3V típicamente para una lógica CMOS alimentada entre  $\pm 5$ V.

Para convertir la señal de  $\pm 5$ V a  $\pm 3$ V, se emplean un LM117 de salida 3V y un LM137 de salida -3V como referencias que se comutan con dos interruptores analógicos siendo las referencias de estos una señal cuadrada de la frecuencia de trabajo y en fase con la misma, y la misma señal invertida respectivamente. Como interruptor analógico se emplea el CD4016. El esquema de esta parte del circuito se muestra en la Figura 5.4-16, donde se puede observar que a diferencia del esquemático general se han empleado resistencias variables para hacer ajustes finos.



**Figura 5.4-16. Acondicionamiento de la señal de entrada al filtro de capacidades comutadas**

El diseño del filtro se realiza según el modo de operación 3 de las hojas de especificaciones del filtro, que permite realizar un filtro basobanda, pasoalto y pasoalto con 4 resistencias externas.

El filtro necesario es un filtro pasobanda de respuesta en frecuencia plana en la banda de paso y de caída abrupta. Aunque se podría utilizar una frecuencia de reloj distinta de  $100f_0$ , variando con el cociente  $R_2/R_4$ , no es conveniente en este diseño porque las resistencias varían con la temperatura y en el sensor se espera que el rango de temperaturas sea desde -10 °C hasta 22 °C.

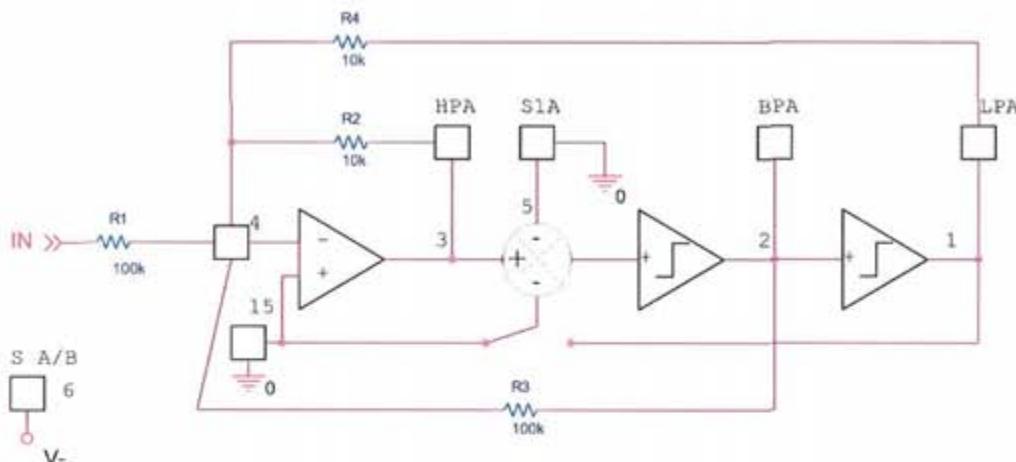


Figura 5.4-17. Esquema del filtro de capacidades conmutadas

El único tipo de filtros que garantiza una banda de paso plana es el Butterworth. Para tener una caída abrupta con la frecuencia se diseña un filtro de segundo orden y un factor de calidad alto:  $Q=10$ , lo que significa que la anchura de la banda cuando la función se ha atenuado 3 dB es de unos 16 Hz, suficiente para seleccionar la frecuencia. El filtro tiene ganancia unidad. Con todo esto y eligiendo una resistencia de entrada  $R_1=100\text{k}\Omega$ , las otras tres resistencias externas  $R_2$ ,  $R_3$  y  $R_4$  son:  $R_2=10\text{k}\Omega$ ,  $R_3=100\text{k}\Omega$ ,  $R_4=10\text{k}\Omega$ .

En el esquemático de la Figura 5.4-17 se han indicado las salidas de los filtros paso alto, paso bajo y paso banda: HP, LP y BP respectivamente. La letra "A" indica que se trata de el filtro A del LMF100, ya que la pastilla consta de dos filtros.

La salida del filtro paso banda puede verse en la Figura 5.4-18 donde se aprecian los segmentos en los que se muestra la señal en una sinusoides perfecta.

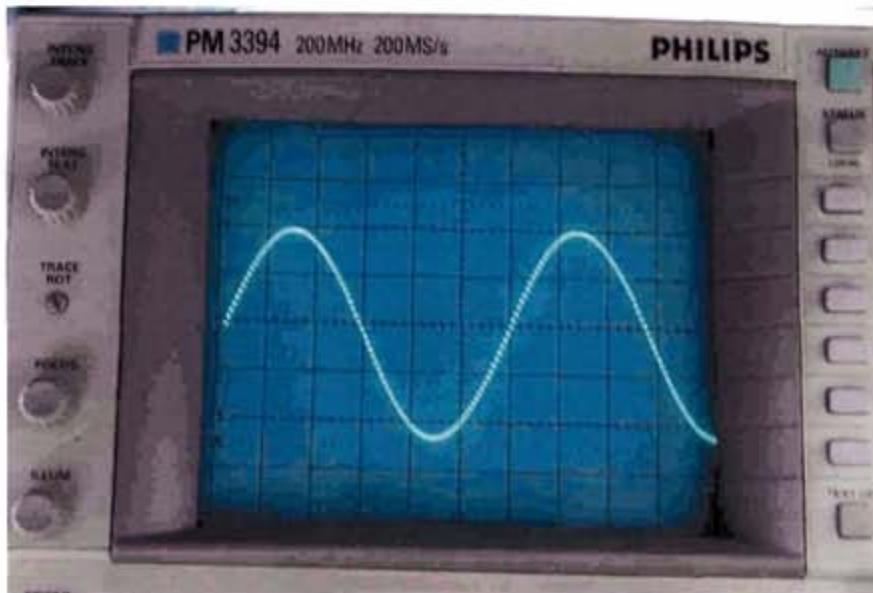


Figura 5.4-18. Señal del osciloscopio de la salida del LMF100

### 5.4.2.2.3 Etapa de Excitación

La salida del LMF100 es una señal de alta impedancia, sinusoidal y centrada en cero. Para trabajar con señales de baja impedancia, se coloca detrás del LMF100 un seguidor.

La señal que ataque la base del transistor tiene que ser sinusoidal y positiva. Como el pasobanda elimina la continua, hace falta sumar un offset a la señal y ajustar la ganancia para hacer trabajar al transistor en la zona de conducción.

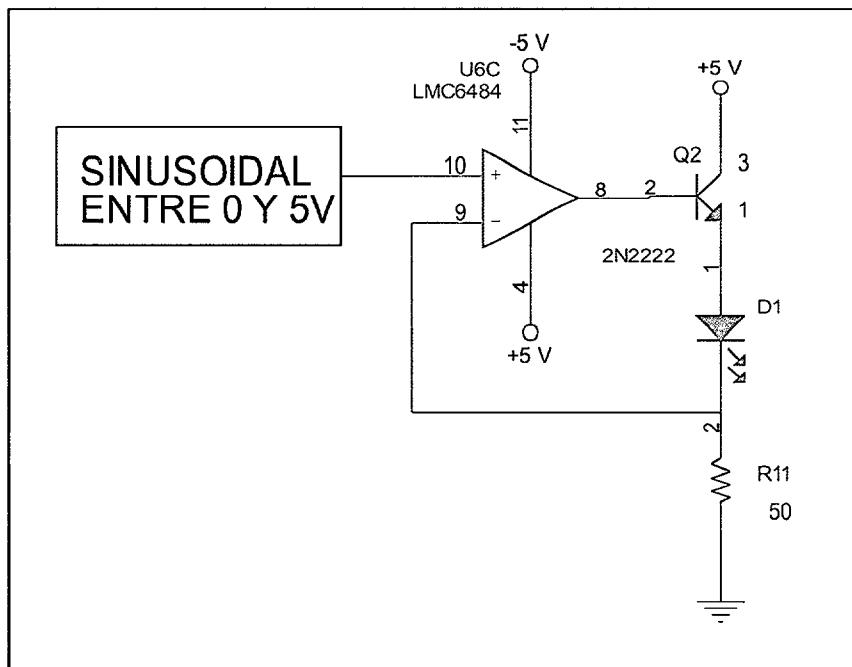


Figura 5.4-19. Excitación del led

El circuito de excitación puede verse en la Figura 5.4-19. Este circuito es una fuente estabilizada de corriente. El operacional fija la tensión de su entrada negativa a la tensión de la entrada positiva. Como la caída de tensión del led también es fija (ya que el transistor está trabajando en la zona de conducción), la corriente que circula por él es una señal sinusoidal cuyo valor máximo está determinado por el cociente entre la tensión de la entrada negativa del operacional y la resistencia  $R_{11}$ .

### 5.4.2.3 Bloque de Detección

En la detección, el MEC tiene las siguientes etapas:

- ETAPA de RECEPCIÓN: en la que se detecta en forma pseudodiferencial las señales procedentes del MF.
- ETAPA de FILTRADO PASOBANDA igual que la etapa de filtrado de la emisión.

- ETAPA DE AJUSTE DE FASE para garantizar el enganche en fase del lock-in
- ETAPA de AMPLIFICACIÓN. Esta etapa amplifica la señal de salida del filtro para aprovechar al máximo el rango en el lock-in.
- ETAPA DEL LOCK-IN, que realiza la detección en fase de la señal
- ETAPA DE FILTRADO PASOBAJO para eliminar rizado.
- ETAPA de SALIDA, en la que se ajusta definitivamente el rango de cara al proceso de digitalización en el OBDH.

#### 5.4.2.3.1 Etapa de Recepción

La señal procedente del MF se recibe de forma pseudodiferencial. En una recepción pseudodiferencial, los retornos de la señal de entrada y de la tarjeta que la recibe no son independientes pero la masa de la señal de entrada no se trata como tal sino como otra señal que se resta del activo. Esto sirve para eliminar ruido inducido en el par de señales así como para evitar que dicho ruido contamine la masa del circuito receptor. La etapa tiene ganancia 10 y su salida es de baja impedancia. Esta salida entra en el filtro de capacidades conmutadas para ser filtrada pasobanda. El diseño de este filtro es igual que el filtro de la emisión, ya que se trata de una señal de la misma frecuencia, la frecuencia de trabajo.

#### 5.4.2.3.2 Etapa de Ajuste de Fase

Hay situaciones en las que el desfase entre la entrada y la salida puede perjudicar las prestaciones de un sistema. Esto ocurre en el diseño de este acondicionamiento basado en la técnica de detección en fase, en el que el sincronismo es fundamental. Si la referencia que entra al lock-in y la señal que se pretende medir no están en fase, la integración no se hace sobre las medias ondas de la señal sinusoidal, lo que puede generar variaciones y derivas de la salida.

Para corregir este problema se incluye un circuito compensador de fase. La función de este circuito es desfasar la señal de entrada hasta que se consigue que la fase de la referencia y la señal de entrada sea la misma. Para que este circuito no dé lugar a variaciones de comportamiento con la temperatura se escogen los componentes con variaciones con la temperatura de decenas de ppm.

El esquema del circuito desfasador se muestra en la Figura 5.4-20. Este circuito varía la fase de la señal una cantidad fijada por los valores del condensador y la resistencia R27. La ganancia del circuito, 1, viene dada por el cociente entre las resistencias R28 y R29.

Su función de transferencia en función de la variable  $s=j\omega$  es:

$$H(s) = \frac{-RC_s + 1}{RC_s + 1} \quad (5.3.12)$$

y expresada en función de  $j\omega$  y llamando  $\omega_0 = (RC)^{-1}$ , es:

$$H(j\omega) = \frac{1-j\frac{\omega}{\omega_0}}{1+j\frac{\omega}{\omega_0}} = 1 - 2\arctg \frac{\omega}{\omega_0} \quad (5.3.13)$$

Así, como la señal de entrada tiene una frecuencia angular de 981 rad/s, para un condensador de 100 nF, si la resistencia R27 vale 1k el circuito produce desfase 0 y si vale 100k el circuito produce un desfase  $-180^\circ$  (Figura 5.4-21). Las siglas SOT significan que está por determinar el valor definitivo porque aunque se puede determinar de forma aproximada siempre es conveniente ajustar este valor para cada circuito particular.

## CIRCUITO DESFASADOR

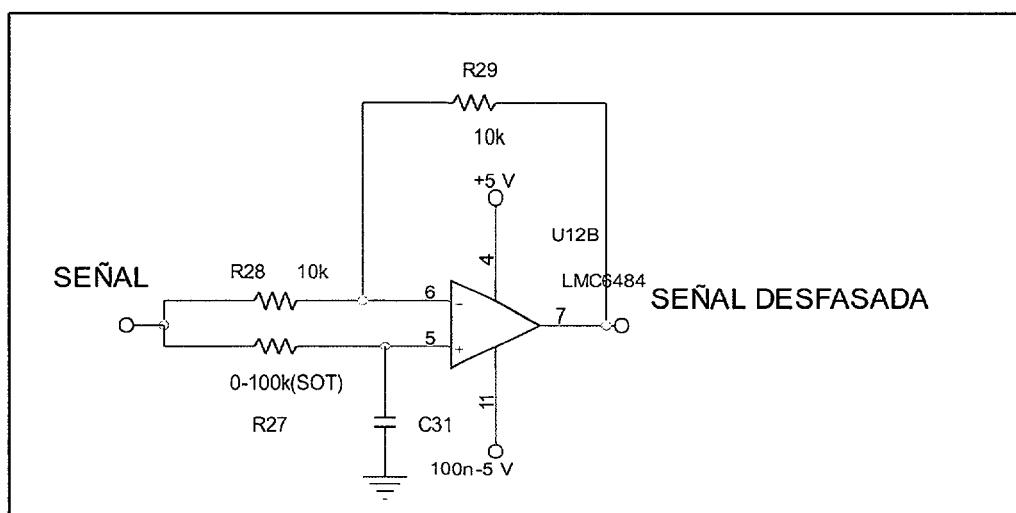


Figura 5.4-20. Ángulo desfasado por el circuito en función de la resistencia R<sub>27</sub> para una frecuencia angular de 981 rad/s, un condensador de 100 nF y resistencias R<sub>28</sub> y R<sub>29</sub> de 10 kΩ.

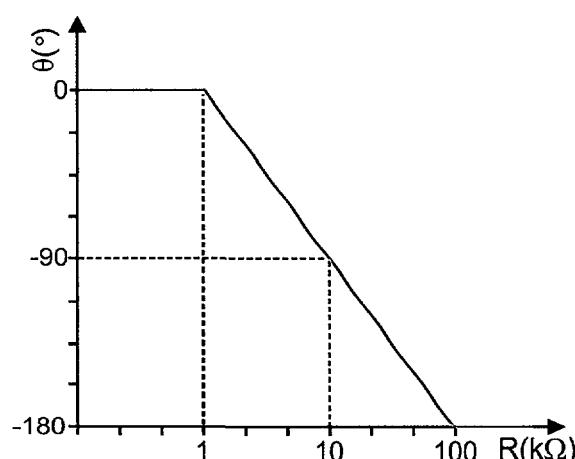


Figura 5.4-21. Circuito desfasador

### 5.4.2.3.3 Etapa de Amplificación

Una vez ajustada la fase, se amplifica la señal para aprovechar el rango del lock-in al máximo y obtener la máxima respuesta. A tal fin se utiliza un circuito amplificador no inversor cuya ganancia viene dada por:

$$g = 1 + \frac{R_{20}}{R_{19}} \quad (5.3.14)$$

### 5.4.2.3.4 Lock-in

Esta etapa es la más crítica del diseño. Un lock-in consiste en un sistema de detección coherente, esto es, un sistema que detecta una señal con su fase. Un lock-in emplea como referencia una señal de la misma frecuencia que la señal a detectar y en fase con ella. El método de detección se basa en el grado de correlación entre la señal recibida y la señal de referencia, lo que hace que sea un buen método para eliminar el ruido, que es aleatorio.[21,22].

En el MEC, como referencia se utiliza la señal cuadrada de la frecuencia de trabajo generada por la lógica. Esta señal actúa sobre unos interruptores analógicos (CD4016) abriéndolos o cerrándolos para dejar pasar o impedir el paso de la señal respectivamente.

Para rectificar la onda completa, se bifurca el camino de la señal: en una de las ramas se rectifican los ciclos positivos de la señal, y en la otra los negativos. Para ello, se invierte la señal en la segunda rama y se niega la señal de referencia. Al sumar las salidas de los interruptores analógicos se obtiene la onda completa rectificada. Un condensador en la realimentación del amplificador sumador hace las veces de filtro pasobajo suavizando la señal.

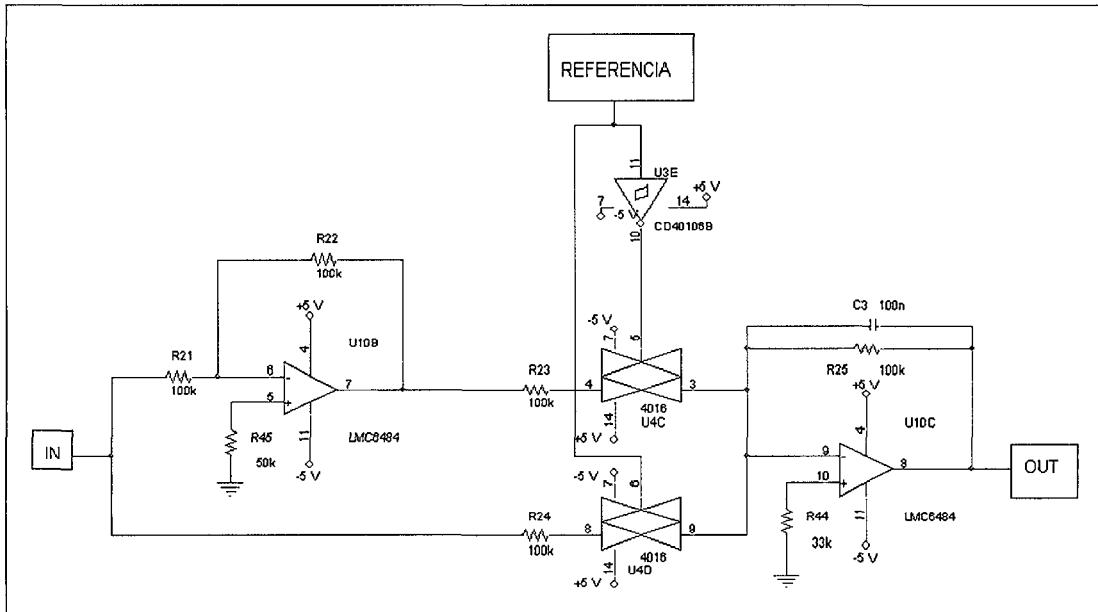


Figura 5.4-22. Esquema electrónico del lock-in

El circuito del lock-in se puede ver en la Figura 5.4-22. La ganancia en esta etapa es 1 y las resistencias tienen una tolerancia del 0.1 % para que la contribución de cada ciclo sea exactamente la misma.

La salida del lock-in es ya una aproximación a una señal continua pero el condensador de filtrado no es suficiente para eliminar todo el rizado. Por esta razón es necesario un filtro a la salida.

#### 5.4.2.3.5 Filtro Pasobajo

El filtro de salida es un filtro RC ( $R=100\text{k}\Omega$ ,  $C=100\text{nF}$ ) pasivo con una frecuencia de corte de 16Hz. Con este filtro se consigue eliminar el rizado a la salida del lock-in y ruidos de alta frecuencia que puedan contaminar la señal.

#### 5.4.2.3.6 Etapa de Salida

El sensor envía como salidas al OBDH la señal de la resta del fotodetector con el analizador a  $+45^\circ$  y los del analizador a  $-45^\circ$ , y de la suma de las señales de los dos fotodetectores. La tarjeta del OBDH que recibe estas señales tiene un conversor A/D de 10 bit a 10 V.

La etapa de salida tiene que ajustar la ganancia final de la señal a un rango de 5 V para su posterior digitalización en el OBDH.

En el caso de la resta, la etapa de salida es inversora para deshacer la inversión de la etapa del lock-in.

Esta etapa da una salida de 0 V para una entrada de 1V, que equivale a una rotación de la polarización de la luz de  $-57.6^\circ$  de arco y una salida de 5V para una

entrada de  $-1V$ , es decir, una rotación de  $57.6^{\circ}$  de arco. Esta rotación, con una muestra típica, equivale a un rango de medida de campo magnético de  $\pm 10$  G.

La etapa de salida de la suma envía una señal entre 0 y 5 V sinusoidal. Para saber el nivel de luz en los máximos, que es la información que se necesita para conocer el campo magnético, es suficiente con muestrear la señal a 1.5 kHz, es decir, tomar una medida cada 0.6 ms porque con 10 puntos se puede reconstruir perfectamente la señal sinusoidal.

### 5.4.3 Resultados

El nanosensor magnético de Efecto Faraday tiene por función medir el campo magnético terrestre. Aunque el campo magnético a 645km, altura de la órbita está atenuado a razón de la distancia al cubo, campo creado por un dipolo aproximadamente, la primera prueba funcional se hace en tierra, montando el nanosensor en una plataforma giratoria para ver la variación del campo magnético terrestre en la superficie en función de la orientación del sensor.

El montaje se hizo en la calle porque en el laboratorio hay muchos elementos que producen campos magnéticos que distorsionan las líneas de campo. Para evitar ruido en la alimentación se alimenta la electrónica con baterías y se mide con un multímetro de mano a su vez alimentado con pilas. El montaje experimental puede verse en la Figura 5.4-23.

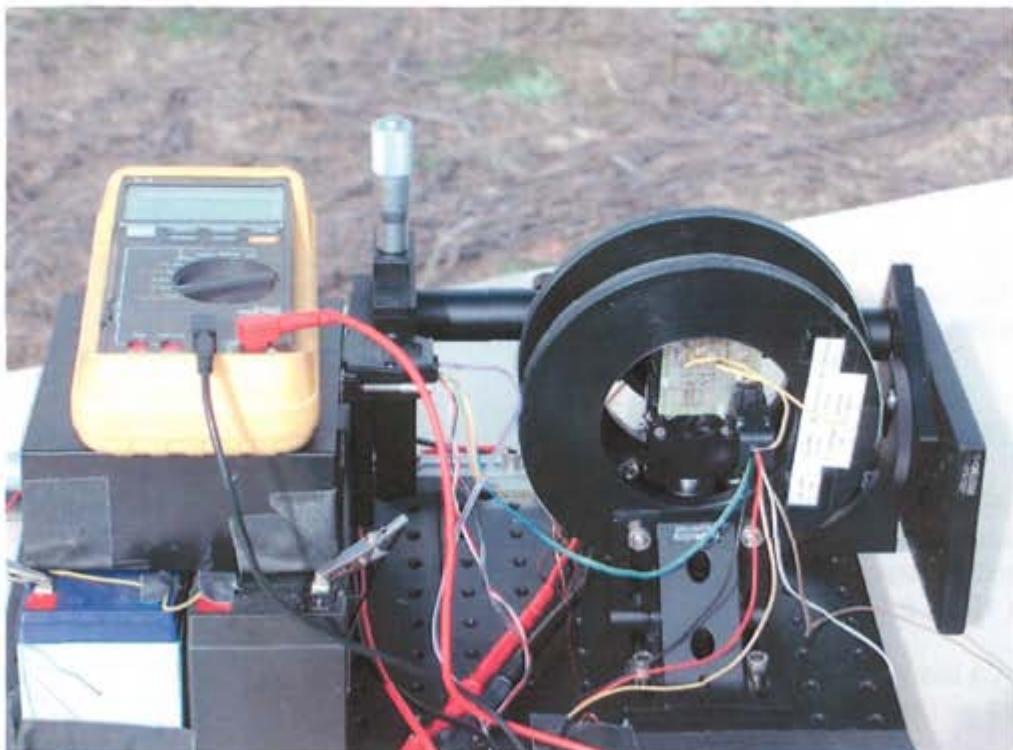


Figura 5.4-23. Montaje experimental de las medidas de campo terrestre

La mesa que soporta el nanosensor es de madera y la plataforma rotatoria de aluminio.

La respuesta del nanosensor al rotarlo  $2\pi$  rad se puede ver en la Figura 5.4-24.

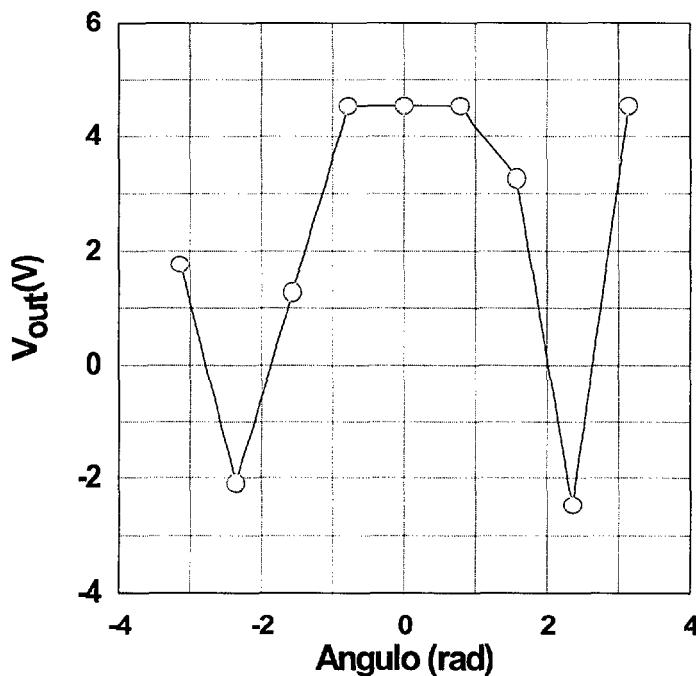


Figura 5.4-24. Curva de respuesta del Nanosensor al rotarlo  $2\pi$  rad en el campo terrestre

Posteriormente, se adapta la señal a un rango de 0 a 5V para enviarla a la OBDH y se toman medidas de rampas de campo magnético, controladas con un programa de LabView que comanda las bobinas y el campo calibrador a través de una tarjeta GPIB y tomando los datos a través de una DAQ.

Una curva de respuesta con estas condiciones y la muestra M-82 se puede observar en la Figura 5.4-25.

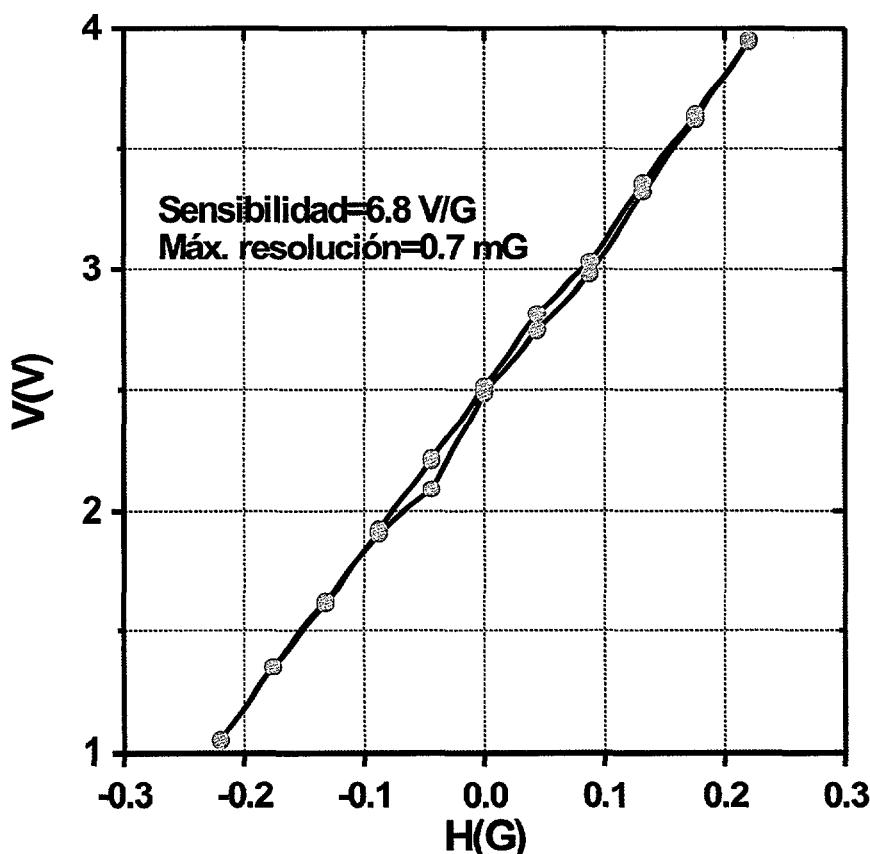


Figura 5.4-25. Respuesta del nanosensor magnético frente a una rampa de campo.

La sensibilidad de la respuesta es de 6.8V/G para la temperatura del laboratorio. Este resultado es del todo satisfactorio para medir la variación del campo magnético terrestre del eje X del satélite en el movimiento de espín.

## 5.5 Conclusiones

El Sistema de Control de Actitud (ACS) de los satélites que orbitan en torno a la Tierra suele basarse, al menos parcialmente, en la medida del campo magnético terrestre. El campo magnético terrestre, compuesto básicamente del campo interno y del campo externo, es de naturaleza cambiante pero existen programas de simulación, con datos del campo de medidas del mismo en misiones espaciales anteriores, que calculan el campo magnético para todos los puntos de una órbita en un periodo de tiempo limitado.

NANOSAT es un pequeño satélite español que se realiza en el INTA (Instituto Nacional de Técnica Aeroespacial) con la triple misión de:

- Servir de plataforma de comunicaciones con la base antártica española (Juan Carlos I) y otras estaciones distribuidas por la superficie del planeta.
- Probar nanotecnologías y nuevas tecnologías en el entorno espacial. En esta línea, NANOSAT lleva dos experimentos basados en materiales nanoestructurados: el nanosensor magnético y el sensor solar, y dos

experimentos OWLS (Optical Wireless Links for Intra-Satellite Applications) que comunican distintos subsistemas del satélite.

- Validar COTS (*components of the shelf*) en vuelo.

La órbita de NANOSAT es cuasipolar y la altura de la misma, 645km. A esta altura, el rango máximo de campo magnético al que estará expuesto el satélite es  $\pm 0.45\text{G}$ .

En este capítulo se describen los dos sensores magnéticos de NANOSAT: el sensor magnético del ACS y el nanosensores magnéticos.

### 5.5.1 Sensor Magnético del ACS

El ACS de NANOSAT orienta el satélite con la información que recibe de las medidas del sensor magnético (ACS) y de los sensores solares. La información que necesita de campo magnético terrestre es: la variación del mismo con el espín en condiciones de navegación y la medida del vector campo magnético en el momento del lanzamiento y cuando el satélite se desorienta.

El sensor magnético del ACS se basa en dispositivos magnetorresistivos comerciales. Los sensores basados en magnetorresistencia anisotrópica miden en un rango desde milésimas de T a décimas de  $\mu\text{T}$  compitiendo con los fluxgates de dimensiones reducidas. Consta de cuatro sensores separados en dos tarjetas electrónicas independientes, cada una de las cuales mide la variación de campo con el espín, y la componente perpendicular al plano perpendicular a la órbita y al eje de espín. Además, los ejes de medida de ambas tarjetas están a  $90^\circ$  entre sí, de forma que son complementarios cuando funcionan en conjunto pero redundantes si uno de ellos falla.

La electrónica de acondicionamiento de los sensores ha de asegurar un rango de medida de  $1.5\text{G}$  en un rango de tensión de salida de  $10\text{V}$ , y una resolución de  $\text{mG}$ , por lo que se diseñan amplificadores de instrumentación para dar una respuesta de una sensibilidad media de  $2.7\text{V/G}$  en cada eje de medida.

Como la sensibilidad disminuye conforme aumenta la temperatura, se dota cada tarjeta de un sensor de temperatura que se acondiciona para que mida en el rango de temperaturas de operación del satélite.

Además, para evitar un mal funcionamiento de los sensores como consecuencia de la exposición momentánea a campos magnéticos elevados, se desarrolla un sistema de puesta a cero que hace pasar corriente por unas microespiras arrolladas entorno a las magnetoresistencias, que crean un campo imanador en uno y otro sentido (SET y RESET respectivamente) de la dirección perpendicular a la dirección de medida de la cinta. Con estos pulsos se imana la cinta magnetorresistiva en la dirección adecuada asegurando un buen comportamiento del sensor en las medidas sucesivas a la aplicación de estos pulsos.

A fin de evitar el offset en la medida y posibles histéresis, se establece un protocolo de medida en el que se aplica un pulso de SET de  $2\mu\text{s}$  de duración, se mide durante  $2\text{ms}$ , después se aplica un pulso de RESET de  $2\mu\text{s}$  de duración y se mide

durante los 2ms siguientes y así sucesivamente. La respuesta en campo magnético es proporcional a la resta de estas dos medidas con lo que se consigue compensar todos los efectos de histéresis y se elimina el offset del sensor.

### 5.5.2 Nanosensor Magnético

El nanosensor magnético es un sensor basado en el efecto Faraday, que emplea como transductor un material nanoestructurado compuesto por partículas de  $\gamma$ -ferrita embebidas en una matriz de sílice, que presenta una constante de Verdet de entre una y dos décimas de grado por cada Gauss de campo magnético aplicado y por cada cm de espesor del material.

La rotación se mide restando las contribuciones de luz polarizada que atraviesan un analizador a  $45^\circ$ , respecto a la luz polarizada incidente, y otro a  $-45^\circ$ . Esto implica desarrollar una electrónica de acondicionamiento capaz de discernir una rotación de microgrados. Para tener el contraste hace falta también medir la intensidad total que atraviesa la muestra.

La electrónica de este sensor ha de generar la corriente del led cuya luz emitida atraviesa el transductor, detectar la luz que atraviesa el transductor y cada uno de los analizadores y acondicionar estas señales para obtener información del campo magnético.

A fin de eliminar el ruido del circuito y aislar las señales más susceptibles de ser contaminadas:

- Se aprovecha el propio banco óptico como optoacoplador de la emisión y detección para evitar contaminación de ruido de la detección, mucho más susceptible que la emisión.
- Se pulsa el led que ilumina los fotodetectores con una señal sinusoidal
- que elimina los picos de corriente de la conmutación.
- Se realizan las operaciones de resta y suma y se acondicionan parcialmente en una tarjeta acoplada al banco óptico (Módulo de Faraday-MF), de donde salen las señales con una impedancia baja hacia la tarjeta de la Electrónica de Control (MEC).
- Se realiza una detección por técnica lock-in de la señal de la resta.

Esto se consigue con varios filtros de capacidades conmutadas y un único reloj. La combinación de estos elementos constituye un sistema de alta amplificación, inmune a las variaciones de frecuencia del reloj en un entorno de ruido controlado.

**Bibliografía:**

- 1 A.Martínez, I.Arriego, M.T.Álvarez, J.Barbero, H. Guerrero, D.Levy, A.Gras, Nanosatellites Technology Demonstration, Proc. of 14th AIAA/USU Conference on Small Satellites (2000).
- 2 J.Jung, N.Kuzuya, J.Álvarez, The Design of the OPAL Attitude Control System, Proc. of the 10th Annual AIAA/USU Small Satellite Conference (1996).
- 3 K.Janschek,T.Boge,M.Krasilshikov,V.Dishel, M.Jacobson, Minimum Hardware Navigation Concept for LEO Satellites using Information Fusion, Proc. of the 12th AIAA/USU Conference on Small Satellites (1998).
- 4 Radiation Environment Handbook <http://www.comrad-uk.net/Handbook/>
- 5 Radiation Owner's Manual, National Semiconductors.
- 6 W.J.Larson and J.R.Weitz (editors), Space Mission Analysis and Design, Microcosm, Inc ed.1992.
- 7 A.C.Trible, The Space Environment, Princeton University Press ed. 1995.
- 8 P. Fortescue, J. Stark, Spacecraft Systems Engineering, John Wiley and sons ed. 2001.
- 9 S.Zhaowei,Y.Di, Research on Attitude System of Active Magnetic Control Small Satellite, Proc. of the 12th AIAA/USU Conference on Small Satellites (1998).
- 10 W.H.Steyn,Y.Hashida, An attitude Control System for a Low-Cost Earth Observation Satellite with Orbit Maintenance Capability, Proc. of the 13th AIAA/USU Conference on Small Satellites (1999).
- 11 G.Stangl, P.Aigner, H.Hauser, J.Hochreiter, K.Riedling, Cathode Sputtered Permalloy Films of High AMR Effect and Low Coercivity, Proc. of Advanced Semiconductor Devices and Microsystems (2000).
- 12 J. Nickel, Magnetoresistance Overview, Tech. Report, Hewlett Packard Labs Technical Reports (1995).
- 13 H.Hauser, G.Stangl, W.Fallmann, R. Cabicovsky, K. Riedling, Magnetoresistive Sensors, Sensors & Actuators A, 81 (1), pp. 27 – 31, 2000
- 14 P. Ripka, Magnetic Sensors and Magnetometers, Artech House, Inc. ed. 2001.
- 15 J. Díaz Rodríguez, J.A. Jiménez Calvo, F. J. Meca Meca, Introducción a la Electrónica de Medida, Universidad de Alcalá de Henares. Servicio de Publicaciones ed 1995.
- 16 J.M.Fiore, Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Lineales, Thomson Editores Spain ed. 2002.
- 17 F. Briones, La Medida del Efecto Faraday en Metales Ferromagnéticos, Anales de Física 67 (1971) 423-434.
- 18 G. Rosa, Tesis Doctoral 2004 (pendiente de lectura).
- 19 E.Hetch, A.Zajac, Óptica, Addison-Wesley Iberoamericana, S.A. ed. 1986
- 20 S. Franco, Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits, Mc Graw-Hill International Editions ed.1998.
- 21 J.Graeme, Photodiode Amplifiers Op Amp Solutions, Mc Graw-Hill ed. 1995.
- 22 M.L.Meade, Advances in lock-in amplifiers, Instrument science and Technology 15 (1982) 395-402.
- 23 D.P.Blair and P.H. Sydenham, Phase sensitive detection as a means to recover signals buried in noise, Instrument Science 1 (1982) 621-626.
- 24 P. Horowitz, W. Hill, The Art of electronics, Cambridge University Press ed. 1995.
- 25 M. O'Hara, EMC at component and PCB level, Newnes, ed.1998.
- 26 M.I.Montrose, EMC and the Printed Circuit Board, IEEE Press, ed.1999.
- 27 J.M.Angulo, Electrónica digital Moderna, Editorial Paraninfo, S.A. ed. 1994.



# 6

## Resumen y conclusiones

En este capítulo se presentan las conclusiones del trabajo. En primer lugar de forma general y posteriormente particularizando a cada uno de los temas estudiados.

### ÍNDICE

#### 6.1. Resumen

#### 6.2. OAGM

#### 6.3. Sensores híbridos piezoelectrónico magnetostrictivo

- 6.3.1. Piezoelectrónico como inductor de las tensiones mecánicas
- 6.3.2. Magnetostrictivo como inductor de las tensiones mecánicas

#### 6.4. Aplicación al Proyecto NANOSAT

- 6.4.1. Sensor magnético (ACS)
- 6.4.2. Nanosensor magnético

#### 6.5. Conclusiones

## 6.1. Resumen

Se han estudiado, diseñado y desarrollado, con éxito, varios tipos de sensores magnéticos basados en distintos principios: método de fuerzas, efectos cruzados, magnetorresistencia anisotrópica, efectos magneto-ópticos y optoelectrónica, con aplicaciones magnetométricas diferentes: fundamentalmente medidas de momento y de campo magnético.

Estos sensores constituyen una aportación a los dispositivos microtecnológicos de caracterización magnética.

Se ha desarrollado la electrónica de acondicionamiento de estos sensores.

Dos de estos sensores, el sensor magnético de magnetorresistencia anisotrópica y en nanosensor magnético basado en el Efecto Faraday, forman parte de un nanosatélite español, NANOSAT, como subunidad integrante del Sistema de Control de Actitud del satélite, y como experimento nanotecnológico.

Dado el carácter multidisciplinar de este trabajo, es conveniente analizar por separado cada uno de los temas.

## 6.2. Magnetómetro de Gradiente Alterno y Detección Óptica (OAGM)

Con el fin de caracterizar magnéticamente las muestras crecidas por sputtering, de dimensiones pequeñas, geometría irregular y distintas anisotropía, se diseña un magnetómetro de gradiente alterno y detección óptica.

Se escoge un sistema de gradiente alterno (AGM) en vez de un magnetómetro de muestra vibrante (VSM) porque aunque se trata de métodos conceptualmente simétricos, la eficiencia de los AGM es mucho mejor, estando limitada principalmente, por la sensibilidad del detector. Además estos magnetómetros son más inmunes al ruido mecánico y térmico, y permiten trabajar en temperaturas con criostatos de lazo abierto.

Al AGM se le incorpora un sistema de detección optoelectrónica haciendo incidir un haz láser sobre la muestra vibrante, detectando la amplitud de la vibración por medio de un fotodetector de cuadrante a modo de PSD (position sensing device), y realizando una lectura diferencial de los fotodetectores.

Se estudian varias configuraciones posibles para generar el gradiente de campo que origina la fuerza magnética. Se decide emplear una configuración en la que la muestra vibra perpendicular al campo aplicado. Con esta configuración se evitan problemas asociados a la histéresis de las muestras, se consigue un gradiente más homogéneo en la zona donde se ubica la muestra, y se consigue realizar la vibración mecánica según una dirección de máxima pendiente.

Se determina que la máxima sensibilidad tiene lugar cuando se trabaja en la resonancia mecánica del sistema, y se halla experimentalmente dicha resonancia para cada muestra.

Se diseña un sistema de calibración con una microespira de momento magnético del orden de  $10^{-10}\text{Am}^2$ , para evitar problemas asociados con muestras anisotrópicas.

Se desarrolla una electrónica de alta sensibilidad, de filtrado y gran simetría para eliminar problemas de offset y ruido.

Con este sistema se miden los momentos magnéticos absolutos de muestras magnéticas. Los valores obtenidos experimentalmente para muestras de momentos magnéticos del orden de  $10^{-5}\text{Am}^2$  coinciden con los cálculos teóricos de momento magnético a saturación.

Se realizan ciclos sin muestra haciendo pasar una corriente constante por la microespira. Se obtienen ciclos rectilíneos, sin histéresis, de pendiente constante, correspondientes al ciclo paramagnético del conjunto.

El sistema realizado es de alta sensibilidad y cumple el objetivo para el que se propone, permitiendo trabajar a muy bajas temperaturas acoplando al sistema un criostato de flujo cerrado.

Futuras mejoras para este magnetómetro pueden ser realizar un sistema de mayor compacidad, empleando incidencia normal y accesibilidad lateral y emplear PSDs con más células de menor superficie regulando la intensidad de luz para no saturar.

### 6.3. Sensores híbridos piezoeléctrico magnetostriactivo (SHPM)

Los objetivos principales en este tema son los siguientes:

- Mejorar el comportamiento de este tipo de sensores (SHPM) en los que el piezoeléctrico es el inductor de las tensiones mecánicas
- Estudiar la viabilidad de emplear plásticos piezoeléctricos comercializados en láminas delgadas para realizar SHPM que funcionen en el modo inverso, es decir, en los que el magnetostriactivo sea el inductor de las tensiones mecánicas.

### 6.3.1. Piezoeléctrico como inductor de las tensiones mecánicas

En estos sensores se cambia de concepto de vibración por elongaciones y contracciones, a vibración por flexión. Siguiendo esta línea se desarrollan sensores bimorfo-magnetostriktivo empleando bimorfos comerciales (SHBM) y sensores con una combinación de piezoeléctrico y material elástico (SHPEM-sensores híbridos piezoeléctrico-material elástico-magnetostriktivo), de mayores dimensiones, para dar lugar a una vibración a flexión. Por último se trata de eliminar la interfaz viscosa en los primeros sensores depositando el material magnético magnetostriktivo sobre el elemento bimorfo a fin de mejorar la transmisión de las tensiones mecánicas.

Se caracterizan en frecuencia ambos sistemas y se mide la deflexión empleando galgas extensiométricas para la caracterización de la deformación en los materiales bimorfos, donde la deformación es muy uniforme a lo largo del elemento bimorfo, y el método de detección optoelectrónica en los sensores combinados de piezoeléctrico y material elástico, porque en estos sensores la deformación a lo largo de la superficie es más inhomogénea y se precisa la caracterización de muchos puntos. En ambos casos los resultados coinciden con los cálculos teóricos.

Los SHPM que trabajan a flexión inducen mayores deformaciones a las cintas magnetostriktivas, indiciéndoles una anisotropía mayor.

#### 6.3.1.1. Sensores híbridos bimorfo-magnetostriktivo (SHBM)

En los SHBM se aplican distintos tratamientos de recocido a los elementos magnéticos para conseguir sensores de distintas características.

Se recuecen muestras en temperatura y con un campo longitudinal para conseguir sensores de una sensibilidad de 320V/T y un rango de  $\pm 75$ A/m sin histéresis.

Se hace pasar corriente por el elemento magnético para recocerlo transversalmente y dar lugar a un sensor de mayor rango ( $\pm 100$  A/m) aunque menos sensibilidad: 50V/T. El resultado se puede mejorar recociendo con campo transversal en vez de con corriente porque con el tratamiento aplicado, no se induce ninguna anisotropía en el eje central de las muestras.

Se estudia el comportamiento de estos sensores en función de la tensión eléctrica aplicada y se obtiene experimentalmente que la dependencia de la respuesta con dicha tensión es prácticamente lineal. Para valores de tensión de excitación eléctrica por encima de una crítica, la respuesta del sensor se satura. Este campo eléctrico crítico induce anisotropías suficientemente fuertes para alternar la configuración de dominios del material magnético entre una disposición de dominios alineados transversalmente, y longitudinalmente.

Los valores de anisotropía obtenidos, sin embargo, no se corresponden con los esperables, calculados teóricamente. Esto es debido a una mala transmisión de las tensiones mecánicas. Se decide suprimir la interfaz viscosa.

Se depositan sobre el elemento bimorfo por sputtering un material sinterizado con una composición igual a la de la cinta de Metglas de mayor magnetostricción: Fe<sub>80</sub>B<sub>20</sub>, y Permenorm en plancha. Como resultado se obtienen sensores de histéresis elevada debido a que la superficie rugosa del material bimorfo se reproduce en todo el

espesor del material magnético dificultando el desplazamiento de las paredes magnéticas.

Como segunda alternativa se crecen electrolíticamente monocapas y multicapas de CoP modulando la anisotropía. Los materiales electrodepositados presentan una gran anisotropía perpendicular a la superficie y en la superficie, respectivamente, que no se puede superar mediante tensiones mecánicas por lo que se recurre a la polarización del sensor mediante un campo transversal.

La línea a seguir en este campo debe estar orientada a crecer materiales por electrodeposición de una magnetostricción mayor y menos anisotropía.

### **6.3.1.2. Sensores híbridos piezoeléctrico-material elástico-magnetostriktivo**

Estos sensores aprovechan el pandeo que se produce en un disco de material elástico cuando se adhiere a la parte central del mismo un material piezoeléctrico.

La configuración más efectiva de los SHPEM tiene simetría circular. Esta geometría tiene una ventaja esencial frente a las configuraciones paralelepípedicas y es que ofrece la posibilidad de realizar sensores bidireccionales.

Se desarrollan dos sensores: uno con un piezoeléctrico circular y un disco de Níquel, como material elástico y magnetostriktivo, y otro con un piezoeléctrico circular, un disco de latón y dos cintas de Metglas perpendiculares entre sí.

El sensor de Níquel tiene una sensibilidad de 9.55V/T, un campo coercitivo de 500 A/m. El sensor de Metglas-latón tiene una sensibilidad más de dos veces mayor y su histéresis es menor. Por el contrario, el sensor de Metglas-latón presenta más ruido, es menos repetitivo, dado que el núcleo de este sensor es mucho menor, y su sensibilidad disminuye en función del ángulo entre el campo y las cintas aunque para campos alineados con el núcleo, la sensibilidad alcanza 23.10V/T.

La evolución de este tipo de sensores debe encaminarse a sensores del tipo piezoeléctrico-material elástico-magnetostriktivo con los secundarios ceñidos a los núcleos de cada eje mediante un proceso litográfico.

### **6.3.2. Magnetostriktivo como inductor de las tensiones mecánicas**

Se emplea un plástico piezoeléctrico (PVDF) en forma de lámina delgada para construir un SHPM en el que el magnetostriktivo induzca tensiones en el material piezoeléctrico, como consecuencia de una variación del campo magnético externo, y el piezoeléctrico responda con una tensión eléctrica fácilmente medible.

En esta línea se desarrolla un sensor en el que se hace pasar corriente alterna por el elemento magnético para excitarlo mecánicamente. La sensibilidad, de 6.37 V/T es menor que la sensibilidad esperada, y su campo coercitivo es de 5 A/m.

Se realiza un sensor con dos cintas de Metglas para descartar una deformación inhomogénea del piezoeléctrico. Se observa una disminución en la

sensibilidad y en la histéresis del sensor como resultado. La sensibilidad en el primer caso es mayor porque el tipo de deformación tiende a una flexión. El campo coercitivo en el segundo sensor disminuye porque el campo creado por una bobina polariza la otra facilitando el movimiento de las paredes magnéticas.

En cualquier caso, el calentamiento del sensor por efecto Joule empobrece seriamente la respuesta del sensor. Se recurre a una excitación con un campo magnético creado por bobinas externas, para evitar el calentamiento y se obtiene una respuesta de 160 V/T y una histéresis de 2.5 A/m.

Para evitar las bobinas que excitan el sensor se pueden integrar las espiras de excitación en el propio núcleo del sensor.

## 6.4. Aplicación al Proyecto NANOSAT

Se desarrollan dos sensores para un nanosatélite de comunicaciones español, NANOSAT, que pretende servir de plataforma experimental de micro y nanotecnologías, así como calificar componentes electrónicos comerciales en entornos de radiación en vuelo.

En el marco de este proyecto se realizan dos sensores: un sensor magnético basado en magnetoresistencia anisotrópica, que forma parte del Sistema de Control de Actitud del satélite, y un nanosensores magnético basado en el efecto Faraday, como experimento en órbita.

### 6.4.1. Sensor magnético (ACS)

Se emplea un sensor magnético de magnetoresistencia anisotrópica, de un rango de  $\pm 2$  G o  $\pm 2 \cdot 10^{-4}$  T y una resolución de decenas de  $\mu\text{T}$ , para medir las variaciones de campo magnético del satélite con el movimiento de espín.

Se diseña y desarrolla una electrónica de acondicionamiento diferencial robusta, tolerante a entornos de radiación, basada en amplificadores de instrumentación.

Dada la escasez de componentes calificados para espacio, y la criticidad de este sensor para la misión, el amplificador de instrumentación ha de realizarse con componentes discretos, equilibrando al máximo las ramas para evitar el offset y la descompensación del amplificador.

Se prepara el circuito para compensar el offset del propio sensor.

Se diseña y desarrolla un circuito de puesta a cero aprovechando los picos de conmutación de un transistor MOSFET.

## 6.4.2. Nanosensor magnético

Se desarrolla la electrónica de un sensor magnético con un núcleo nanoestructurado, basado en el Efecto Faraday, para medir el campo magnético en la órbita de NANOSAT. El sensor tiene una respuesta de muy baja señal, que hace falta acondicionar para enviarla al ordenador de a bordo.

Se desarrolla una electrónica de gran sensibilidad para acondicionar la respuesta, que da una salida de tensión continua proporcional al campo magnético aplicado.

El planteamiento es una emisión pulsada, para eliminar ruido y derivas, con una señal sinusoidal, para evitar los picos de conmutación de una señal cuadrada. Una detección diferencial de alta simetría y un amplificador lock-in, todo ello sincronizado mediante el empleo de filtros de capacidades conmutadas con un único reloj.

La electrónica se divide físicamente en dos tarjetas:

El Módulo de Faraday hace la detección diferencial y las operaciones algebraicas a fin de enviar una señal de baja impedancia con un coeficiente señal-ruido lo más elevado posible.

El Módulo de la Electrónica de Control, se encarga de la emisión, y del acondicionamiento de la señal procedente del Módulo de Faraday.

En la emisión emplea una señal de reloj, filtrada pasobanda para obtener una señal sinusoidal, que ataca la base de un transistor poniéndolo a conducir en la zona activa entre corte y saturación.

En la detección, recibe la señal del Módulo de Faraday volviendo a filtrarla paso banda, y ajusta su fase para hacer una detección en fase por técnica lock-in.

Al existir un único reloj se consigue que el sistema sea inmune a variaciones de frecuencia, que pueden tener lugar al cambiar las condiciones ambientales.

## 6.5. Conclusiones

- El magnetómetro de gradiente alterno y detección óptica (OAGM) diseñado para medir momentos magnéticos de películas delgadas es más robusto frente a vibraciones mecánicas que los VSM, más sensible que los magnetómetros de gradiente alterno (AGM o AFM) anteriores y que los magnetómetros de muestra vibrante (VSM), pudiendo medir momentos magnéticos absolutos menores de  $10^{-10} \text{ Am}^2$ .
- Este magnetómetro es compatible con un criostato de flujo cerrado, lo que permite realizar medidas a muy bajas temperaturas.

- En el campo de los sensores híbridos piezoeléctrico-magnetostrictivo (SHPM), la sustitución de la vibración elongación-contracción a flexión implica frecuencias de trabajo varios órdenes de magnitud menores. Este hecho es clave para un proceso de miniaturización posterior de estos sensores (SHBM).
- Como la deformación superficial obtenida con bimorfos es mayor que la que se obtiene con piezoeléctricos para tensiones de excitación iguales, la sensibilidad de los SHBM es mayor que la de los SHPM para el mismo rango de medida: de  $100\mu\text{T}$  a  $100\text{pT}$ .
- Se demuestra que la eliminación de la interfaz viscosa, entre el material magnetostrictivo y el bimorfo, para mejorar la transmisión de las vibraciones mecánicas, mediante electrodeposición del magnetostrictivo sobre el bimorfo, da lugar a sensores con menos histéresis que cuando se crece el magnetostrictivo por sputtering. En este campo queda por investigar un material magnético más apropiado para electrodepositar.
- Se incorpora por primera vez en un satélite español, NANOSAT; un sensor basado en magnetoresistencia anisotrópica. Este sensor de cuatro ejes forma parte del Sistema de Control de Actitud del satélite constituyendo una parte esencial para la misión.
- La electrónica diseñada para este sensor, robustecida para soportar los rangos de temperatura de la órbita y la radiación estimada, es de alta precisión, y cuenta con un sistema de puesta a cero para evitar que disminuya la sensibilidad del sensor por efecto de los campos magnéticos externos de gran intensidad.
- Con la inclusión de este elemento sensor, de cabeza comercial (COTS), en NANOSAT, se pretende realizar la calificación en vuelo del mismo.
- El nanosensores magnético realizado es, junto con el sensor solar de NANOSAT, el primer experimento nanotecnológico que se pone en órbita en un satélite español.
- La electrónica de acondicionamiento diseñada incluye un proceso de amplificación lock-in que permite amplificar la señal de respuesta de baja señal, y muy ruidosa, en un factor  $10^6$ . La sincronización del sistema hace que el sensor sea inmune frente a las derivas de frecuencia de la señal de control.