

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA



VNIVERSITAT
DE VALÈNCIA

**DISEÑO, FABRICACIÓN, CARACTERIZACIÓN Y ESTUDIO DE
APLICABILIDAD DE UN SENSOR DE CORRIENTE ELÉCTRICA
BASADO EN TECNOLOGÍA VÁLVULA DE ESPÍN Y UN DETECTOR DE
TEMPERATURA BASADO EN RUTENIO**

PROGRAMA DE DOCTORADO DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA

TESIS DOCTORAL

AUTOR:

D. Jaime Sánchez Moreno

DIRECTOR:

Dr. Diego Ramírez Muñoz

Mayo, 2013



ACTA DE CALIFICACIÓN DE TESIS DOCTORAL

Autor: **Jaime Sánchez Moreno.**

Título: **Diseño, fabricación, caracterización y estudio de aplicabilidad de un sensor de corriente eléctrica basado en tecnología válvula de espín y un detector de temperatura basado en Rutenio.**

Director: **Diego Ramírez Muñoz.**

El tribunal nombrado para juzgar la citada Tesis Doctoral, compuesto por:

Secretario

Presidente

Vocal

Fdo: D/ D^a.

Fdo: D/ D^a.

Fdo: D/ D^a.

Acuerda otorgarle la calificación de :

Valencia,

de

de 2013

AGRADECIMIENTOS

Al finalizar un trabajo como es el desarrollo de una tesis doctoral, después de un largo y arduo trabajo de investigación, llega el momento de pararse a pensar en todas aquellas personas e instituciones que en un momento u otro te facilitaron las cosas para que todo el esfuerzo llegara a buen término. Por ello es para mí un placer disponer de este tradicional apartado para expresarles a todos ellos mis más sinceros agradecimientos.

Y como no podría ser de otra manera, quisiera comenzar mostrando mi especial gratitud al director de ésta tesis, el Doctor Diego Ramírez Muñoz. Él me abrió las puertas en su grupo de investigación y me dio la oportunidad de formarme y trabajar junto a un gran profesional y lo que es más importante, una buena persona. Mirando el camino recorrido y mi evolución personal es justo reconocerle gran parte de ella. Con su permiso, quiero hacer mía la premisa de que los hitos conseguidos son el principio del fin, por eso confío en que la amistad y las nuevas ilusiones que compartimos nos permitan continuar trabajando juntos.

Debo agradecer a todos los miembros del grupo LEII su compañerismo durante estos años, valoro mucho el haber podido compartir con ellos algunos buenos momentos, esos que en muchos casos surgen entorno a una simple comida: Pepe, Esteban, Vicente, Agustín, Juan, Enrique , José Miguel, Rafa gracias. No olvido tampoco a mis compañeras del área de instrumentación Silvia y Edith.

Este trabajo hubiese sido imposible sin la colaboración durante todo estos años del INESC-MN, gracias Paulo y Susana por permitirme adentrarme en el mundo de la microelectrónica y conocer el funcionamiento interno de otro centro de investigación. A todo el personal del INESC, en especial a Amaral, Bernardo, Filipe... que me guiaron en el uso de las instalaciones.

Y de Lisboa a Madrid. Gracias a Francisco, Emilio y Santiago de la Universidad de Alcalá de Henarés por permitirme ensayar con los sensores de corriente en sus instalaciones.

También, en lo personal, quisiera mostrar mis agradecimientos.

A mi compañero de despacho Gessami, por hacer más agradable el día a día, y a Sergio, Xavi y Chema por compartir esos momentos de descanso durante las jornadas de trabajo.

A mi familia, sobre todo a mis padres, por haberme ayudado desde niño y hacer tuyas mis ilusiones.

A Ángela por compartir lo bueno y lo malo durante estos años, por su comprensión, por animarme, por cuidarme... por quererme.

Por último, reconocer la labor esencial de las entidades financiadoras a través de las siguientes ayudas:

- Universidad de Valencia, programa Valencia Campus (SPINWATT).
- Generalitat Valenciana. Consejería de Educación, (ACOMP/2010/231).
- Ministerio de Ciencia e Innovación, (ENE2008-06588-C04-4) y (ENE2005-08721-C04-3/ALT).
- Ministerio de Educación y Ciencia, programa de ayudas pre-doctorales de formación de personal investigador (ENE2005-08721-C04-3).

RESUMEN

El efecto magnetorresistivo (MR) es el cambio de resistencia eléctrica de un material conductor cuando éste es sometido a un campo magnético externo. Este fenómeno se conoce desde 1856 (Lord Kelvin) como efecto magnetorresistivo anisotrópico. Se trata, en general de un fenómeno de baja intensidad donde la variación de resistencia es del 3%. En los años 80, los sensores basados en el efecto AMR eran aplicados como cabezas lectoras en los sistemas de almacenamiento de datos. A mediados de esa misma década se desarrolló la tecnología capaz de fabricar capas nanométricas permitiendo el estudio y desarrollo de nuevos materiales. En 1988 dos grupos de investigación descubrieron materiales donde el efecto MR se manifestaba con mayor intensidad (25 %), hoy conocida como tecnología de efecto magnetorresistivo gigante (GMR), y en reconocimiento a su aportación Albert Fert y Peter Grünberg recibieron el Premio Nobel de Física en el año 2007. Se trataba de estructuras multicapa, donde dos capas ferromagnéticas estaban separadas por una capa no ferromagnética. En pocos años se propusieron los primeros sensores con características de temperatura e intensidad de campo compatibles con aplicaciones industriales. En 1998 apareció el primer producto basado en sensores GMR, una cabeza lectora de discos duro. Hoy en día muchos científicos e ingenieros continúan trabajando en el estudio del efecto magnetorresistivo. Las nuevas líneas de investigación se centran en el efecto túnel (TMR).

El descubrimiento del efecto GMR tuvo una gran repercusión en la tecnología de almacenamiento de datos. Sin embargo, existe una gran proliferación de trabajos donde se estudia la aplicabilidad de los sensores magnéticos GMR fuera de este ámbito. En este sentido, el presente trabajo ha pretendido ser una aportación; diseñando y fabricando un sensor de corriente basado en tecnología GMR utilizando las estructuras denominadas válvula de espín. En el desarrollo de la tesis se investiga el comportamiento del sensor para finalmente demostrar su posible aplicabilidad en otros escenarios de la industria como es la medida de corriente eléctrica.

De forma paralela se investiga un detector de temperatura basado en Rutenio. Este es uno de los posibles materiales que componen las estructuras multicapa válvula de espín de tecnología GMR. Tras el diseño e integración del detector de temperatura junto al sensor de corriente en un mismo

substrato, se investiga su comportamiento físico y eléctrico para finalmente aplicarlo en la medida de temperatura. En concreto se demuestra su idoneidad para la monitorización de la temperatura del sensor de corriente GMR. Este detector de temperatura es un elemento clave para la caracterización y mejora de prestaciones del sensor de corriente.

Una vez caracterizado el comportamiento eléctrico del sensor de corriente (estática y dinámicamente), se realizan dos propuestas para mejorar sus prestaciones. La primera consiste en el diseño e implementación de un método de compensación de la deriva térmica de la sensibilidad del sensor. La otra propuesta consiste en el diseño e implementación de un método para extender la respuesta en frecuencia del sensor.

En los últimos capítulos se proponen dos aplicaciones del sensor de corriente fabricado, caracterizado y mejorado, en particular: la medida de corriente en una aplicación industrial dentro del marco de la electrónica de potencia y en la implementación de una sonda amperométrica de laboratorio.

ABSTRACT

The magnetoresistive effect (MR) is the change in electrical resistance of a conductor when it is under an external magnetic field. This phenomenon is known since 1856 (Lord Kelvin) as anisotropic magnetoresistive effect. Generally, it is a low intensity phenomenon where the resistance variation is around 3%. In the 80's, the sensors based on AMR effect were applied as read heads in data storage systems. In that decade the technology to manufacture nanoscale layers was developed allowing the research of new materials. Two research groups discovered materials where the MR effect was manifested more strongly (25%), they were a multilayered structures where two ferromagnetic layers were isolated by a non-ferromagnetic layer, nowadays known as giant magnetoresistive effect technology (GMR). In consequence Albert Fert and Peter Grünberg received the Nobel Prize Physics in 2007. The first sensors with temperature and field strength characteristics compatible with industrial applications were proposed few years later. The first product based on GMR sensors appeared in 1998, a read head hard disk. Today many scientists and engineers continue working on the magnetoresistive effect. The new research lines are focussed on tunnel MR effect (TMR).

The discovery of the GMR effect had a significant impact on data storage technology. However, there is many works which examine the GMR sensors applicability in other areas. This thesis has tried to be a contribution, designing, manufacturing, characterizing and applying a current sensor technology based on GMR structures known as spin valve. In the development of this thesis the sensor behavior is investigated and the potential applicability in other industry scenarios such as the measurement of electrical current is desmostrated.

Besides, a temperature sensor based on Ruthenium is designed, manufactured, charaterized and applied. Ruthenium is one of the possible materials that could compose a spin valve multilayer structure. Following the design and integration of the temperature sensor on the same current sensor's substrate, its physical and electrical performance was characterized allowing its applications in temperature measurement. Specifically, it is demostrated the suatibility for monitoring GMR current sensor temperature. This temperature sensor is a key element to achieve and improve the electrical current sensor.

Once characterized the electrical current sensor behavior (static and dynamic), there are two proposals to improve its performance. The first is the design and implementation of a current sensor thermal drift compensation method. The other proposal is the design and implementation of a current sensor extending frequency response method.

Finally, two current sensor applications are proposed in the last chapters: a current measurement in industrial power electronics and, a laboratory ammeter probe.

ÍNDICE

1	La tecnología magnetorresistiva.....	1
1.1	Principios de funcionamiento.....	3
a)	<i>Tecnología basada en el efecto magnetorresistivo anisotrópico (AMR).....</i>	<i>4</i>
b)	<i>Tecnología basada en el efecto magnetorresistivo gigante.....</i>	<i>5</i>
c)	<i>Tecnología basada en el efecto magnetorresistivo túnel (TMR).....</i>	<i>8</i>
1.2	Evolución de las estructuras GMR.....	9
1.3	Tecnología válvula de espín.....	12
1.4	Técnicas de sensado magnetorresistivas.....	14
1.5	Resumen.....	15
1.6	Bibliografía.....	15
2	La aplicabilidad de los sensores magnetorresistivos.....	17
2.1	Almacenamiento digital de datos.....	18
2.2	Automoción y sensores angulares de gran velocidad.....	20
2.3	Robótica y detección.....	21
2.4	Ensayos no destructivos.....	22
2.5	Multimedia y juegos interactivos.....	23
2.6	Bioingeniería.....	23
2.7	Aviación.....	26
2.8	Medida de magnitudes eléctricas.....	26
2.9	Resumen.....	26
2.10	Bibliografía.....	27
3	Las técnicas de medida de la corriente eléctrica.....	29
3.1	Resistencia shunt.....	29
3.2	Transformador de corriente.....	30
3.3	Bobina de Rogowski.....	32
3.4	Efecto Hall.....	34
3.5	Magnetorresistencias.....	37
3.6	Resumen.....	41
3.7	Bibliografía.....	42
4	Sensores de resistencia variable para la medida de temperatura.....	45
4.1	Sensores de temperatura resistivos.....	45

a)	Termistores	45
b)	Detectores de temperatura resistivos	48
4.2	La medida de temperatura en sensores magnetorresistivos	50
4.3	Bibliografía	51
5	Diseño y fabricación.....	53
5.1	Diseño del sensor de corriente.....	53
a)	Elementos sensores magnetorresistivos basados en válvula de espín.....	54
b)	Conductor principal de corriente.....	57
c)	El sensor magnetorresistivo de corriente eléctrica en configuración de puente de Wheatstone.....	61
d)	El detector de temperatura resistivo basado en Rutenio	63
e)	Arquitectura del sensor de corriente (Ensamblado, PCB+conductor principal)	64
5.2	Fabricación del sensor de corriente	65
a)	Etapas de microfabricación	65
a.1	Preparación del sustrato	66
a.2	Definición de los elementos magnéticos	67
a.3	Definición del sensor de rutenio	68
a.4	Definición de las pistas de conexionado y contactos	70
a.5	Pasivación y apertura de contactos	71
a.6	Troceado de la oblea (sample dicing).....	72
b)	Placa de circuito impreso y conector de entrada-salida	72
c)	Carcasa protectora.....	72
d)	Conductor externo	73
e)	Encapsulado	73
5.3	Ensamblado.....	74
5.4	Resumen	76
5.5	Bibliografía	76
6	Caracterización	77
6.1	Caracterización del detector de temperatura	78
a)	Caracterización eléctrico-térmica	78
a.1	Materiales y metodología.....	78
a.2	Resultados experimentales.....	79
b)	Autocalentamiento	81
b.1	Material y método.....	82
b.2	Resultados experimentales	84
c)	Inmunidad magnética	85
c.1	Material y método	85
c.2	Resultados experimentales.....	86
6.2	Caracterización del conductor de corriente principal	87
a)	Método	87
b)	Resultados experimentales	89
b.1	Caracterización óhmica	89
b.2	Autocalentamiento.....	90
6.3	Caracterización de los elementos válvula de espín	92
a)	Método	92
b)	Resultados.....	93
6.4	Caracterización del sensor de corriente eléctrica	97
a)	Caracterización estática del puente de Wheatstone	97
a.1	Método	97
a.2	Resultados de la caracterización eléctrica	98
b)	Caracterización dinámica (AC) del sensor de corriente	99
b.1	Método	100
-	Respuesta en frecuencia	101

-	Repuesta al escalón	101
b.2	Resultados.....	101
-	Respuesta en frecuencia	101
-	Respuesta temporal.....	103
c)	<i>Caracterización electro-térmica del sensor de corriente</i>	105
c.1	Método	105
c.2	Resultados del autocalentamiento.....	106
c.3	Resultados de las derivas térmicas	108
6.5	Resumen	110
6.6	Bibliografía.....	112
7	Mejora de prestaciones del sensor de corriente eléctrica	113
7.1	Compensación de la deriva térmica de la sensibilidad del sensor de corriente.....	113
-	Métodos basados en hardware.....	114
-	Métodos basados en software.....	118
a)	<i>El circuito GIC alimentado con una referencia de corriente</i>	119
a.1	Síntesis del convertidor corriente/corriente.....	119
a.2	Efecto de los desequilibrios presentes en los amplificadores operacionales	123
a.3	Fuente de corriente dc para sensores resistivos.....	125
b)	<i>Propuesta de un método de compensación térmica basado en el circuito GIC alimentado a una corriente de referencia</i>	126
c)	<i>Descripción del método de compensación</i>	126
d)	<i>Compensación en temperatura del sensor de corriente eléctrica empleando el detector de temperatura basado en Rutenio</i>	132
d.1	Método.....	132
-	Diseño de la fuente de corriente de compensación	132
d.2	Resultados experimentales	133
7.2	Extensión del ancho de banda del sensor de corriente.....	135
a)	<i>Método</i>	135
b)	<i>Resultados</i>	137
7.3	Resumen	140
7.4	Bibliografía.....	141
8	Sensado de corriente en convertidor de potencia AC/AC	143
8.1	El convertidor ‘back-to-back’ basado en fuente de tensión.....	144
8.2	Metodología.....	145
8.3	Resultados experimentales	148
8.4	Resumen	152
8.5	Bibliografía.....	153
9	Sonda de corriente basada en la tecnología válvula de espín.....	155
9.1	Descripción funcional.....	156
a)	<i>Polarización y compensación en temperatura del sensor de corriente</i>	156
b)	<i>Acoplamiento de la señal</i>	157
c)	<i>Amplificación de señal</i>	158
d)	<i>Convertidor de valor eficaz a DC</i>	159
e)	<i>Convertidor de frecuencia a formato digital</i>	159
f)	<i>Unidad de control e interfaz de usuario</i>	160
9.2	Prototipo del amperímetro propuesto.....	161
9.3	Caracterización del instrumento.....	162
a)	<i>Caracterización eléctrica dc</i>	162
b)	<i>Caracterización eléctrica ac</i>	163
c)	<i>Caracterización de la respuesta en frecuencia</i>	164
d)	<i>Caracterización de medias en el tiempo</i>	164
9.4	Resumen	165

9.5	Bibliografía	166
10	Conclusiones generales	169
10.1	Conclusiones de la Tesis	169
10.2	Principales aportaciones de la Tesis	173
10.3	Publicaciones derivadas de la Tesis	173
a)	<i>Artículos en revistas internacionales</i>	173
b)	<i>Artículos en revistas nacionales</i>	174
c)	<i>Artículos en conferencias internacionales</i>	174
d)	<i>Artículos en conferencias nacionales</i>	175
e)	<i>Capítulos de libros</i>	175
11	General conclusions	177
11.1	Main results of the Thesis	177
11.2	Main contributions	180
11.3	Publications arising from the Thesis	180
a)	<i>Articles in international journals</i>	181
b)	<i>Articles in national magazines</i>	181
c)	<i>Articles in international conferences</i>	181
d)	<i>Articles in national conferences</i>	182
e)	<i>Book chapters</i>	182
Anexo A	Microfabricación	185
A.1	Procesos y equipamiento para la fabricación de un elemento de lámina delgada	185
a)	<i>Proceso de litografía</i>	186
a.1	Preparación y procesamiento de la oblea	187
a.2	Fotolitografía	187
b)	<i>Deposición de una lámina delgada</i>	189
b.1	Pulverización catódica por magnetrón	189
-	Nordiko 2000	190
-	Nordiko 7000	191
-	Ultra High Vacuum II (UHV2)	191
b.2	Pulverización por rayo iónico	192
-	Nordiko 3000	193
-	Nordiko 3600	193
c)	<i>Grabado</i>	194
c.1	Atacado 'Lift-off'	195
c.2	Atacado 'Etching'	195
d)	<i>Troceado de la oblea y 'wire bonding'</i>	196
e)	<i>Fresadora</i>	196
A.2	Conclusiones	197
A.3	Bibliografía	197

ÍNDICE DE FIGURAS Y TABLAS

Fig.1-1. Topologías típicas de las diferentes tecnologías MR: a) sensor AMR, b) sensor GMR, c) sensor TMR, d) Curvas de magnetización.	2
Fig.1-2. Curva de magnetización ideal de un sensor MR para aplicaciones lineales.	3
Fig.1-3. Ilustración del momento de espín (a), tipos de espín (b) y su relación con el momento de magnetización del material que atraviesan (c).	3
Fig.1-4. Variación de la orientación relativa entre la corriente i y el campo de magnetización M en presencia de un campo magnético externo H	4
Fig.1-5. Característica resistencia-campo magnético de un sensor AMR simple y una estructura AMR 'barber-pole'.	5
Fig.1-6. Estructura multicapa GMR básica.	5
Fig.1-7. Ilustración de la dispersión sufrida por los electrones con espín+ y espín- en una estructura GMR básica.	6
Fig.1-8. Circuito equivalente del modelo de dos corrientes de Mott.	7
Fig.1-9 Ejemplo de la variación del valor de resistencia de una estructura multicapa básica en función de campo magnético externo.	7
Fig.1-10.- Ejemplo de la curva de magnetización experimental para una estructura válvula de espín, [11].	8
Fig.1-11. Representación esquemática de la evolución de las estructuras multicapa GMR: a) multicapa con acoplamiento antiferromagnético, b) multicapa 'hard-soft', c) multicapa 'hard-soft' con AAF, d) válvula de espín con 'exchange-biased', e) válvula de espín 'exchange-biased' con AAF.	9
Fig.1-12. Inmovilización de una capa FM debido al acoplamiento de intercambio directo producido por una capa AFM adyacente.11	
Fig.1-13. Curva de magnetización de una estructura válvula de espín 'exchange-biased' con la siguiente composición (3.5 nm Ta/2.0 nm Ni ₈₀ Fe ₂₀ /7.0 nm Fe ₅₀ Mn ₅₀ /6.0 nm Ni ₈₀ Fe ₂₀ /2.0 nm Cu/8.0 nm Ni ₈₀ Fe ₂₀ /3.5 nm Ta) [9].	11
Fig.1-14. Curva de magnetización de una estructura válvula de espín 'exchange-biased AAF' con la siguiente composición (3.5 nm Ta/2.0 nm Ni ₈₀ Fe ₂₀ /10.0 nm Ir ₁₀ Mn ₉₀ /4.0 nm Co ₉₀ Fe ₁₀ /0.8 nm Ru/4.0 nm Co ₉₀ Fe ₁₀ /2.5 nm Cu/0.8 nm Co ₉₀ Fe ₁₀ /5.0 nm Ni ₈₀ Fe ₂₀ /4.0 nm Ta).	11
Tab. 1-1. Resumen de las principales características de diferentes estructuras multicapa.	12
Fig.1-15. Esquema de la estructura interna de un elemento válvula de espín [18].	13
Fig.1-16. Circuitos de acondicionamiento de sensores MR en configuración puente de Wheatstone y polarizados a corriente constante.	14
Fig.2-1. Evolución de los ingresos para los sensores magnéticos en el sector de la automoción [3].	18
Fig.2-2. Evolución de la capacidad de almacenamiento de los discos, [5].	19
Fig.2-3. Arquitectura de una memoria del tipo MRAM. Ilustración del proceso de lectura y escritura de 1 bit.	20
Fig.2-4. Sensor de diente comercializado por la empresa Sensitec.	21
Fig.2-5. Monitorización de la posición de las válvulas del motor de un vehículo, [9]. a) evolución de la posición de las válvulas durante un ciclo de funcionamiento del motor. b) sección transversal de los cilindros de un motor.	21
Fig.2-6. Representación de la alteración del campo magnético terrestre debido al paso de un vehículo. La gráfica inferior muestra las huellas magnéticas captadas por los sensores MR separados a una distancia fija.	22

Fig.2-7. Localización de los sensores MR en una aplicación de test no destructivo.	23
Fig.2-8. Disposición de los sensores MR para detectar la posición de los dedos.	23
Fig.2-9. Esquema del tratamiento de hipertermia.	24
Fig.2-10. Reconocimiento biomolecular usando un biosensor MR [20] y moléculas previamente marcadas con un etiqueta magnética.	25
Fig.2-11. Reconocimiento biomolecular usando un biosensor MR [21] y moléculas marcadas a posteriori con un etiqueta magnética.	25
Tab. 2-2. Comparación de los biosensors MR desarrollados por varios grupos de investigación [18].	25
Fig.3-1. Ejemplo de un circuito para la media de corriente basado en la técnica de resistencia shunt.	30
Fig.3-2.- Circuito eléctrico equivalente para el inductor de Rogowski-Chattock y el transformador de corriente.	30
Fig.3-3. Transformador de corriente, [14].	32
Fig.3-4. Esquema ilustrativo de una bobina de Rogowski y su electrónica de acondicionamiento, ('Power Electronic Measurements Ltd').	33
Fig.3-5. Detalle de conexión de un transductor de corriente del fabricante PEM.	33
Fig.3-6. Ilustración del efecto Hall, [19].	34
Fig.3-7. Transductor de efecto Hall en lazo abierto, (LEM corporation).	36
Fig.3-8. Transductor de efecto Hall en lazo cerrado, (LEM corporation).	36
Fig.3-9. Campo magnético generado una corriente a través de un hilo conductor de forma arbitraria.	38
Fig.3-10. Campo magnético alrededor de un conductor de corriente circular.	38
Fig.3-11. Arquitectura de un sensor de corriente basado en tecnología AMR con el conductor integrado.	39
Fig.3-12. Curva magnética de los elementos sensores (parte superior) y de la tensión de salida del puente de Wheatstone (parte inferior), [32].	39
Fig.3-13. Sensor de corriente basado en tecnología AMR en configuración puente de Wheatstone y circuito de compensación en lazo cerrado, [34].	41
Fig.4-1. Características de un termistor NTC con y sin linealización.	46
Fig.4-2. Característica de un sensor KTY del fabricante Philips.	47
Fig.4-3. Dibujo de la estructura de dos RTD típicas: filamento (izquierda) y lámina de capa delgada (derecha), [8].	50
Fig.5-1. Partes constructivas a diseñar en el sensor de corriente.	54
Fig.5-2. Estructura multicapa del elemento MR basado en válvula de espín propuesto (espesor en Å).	55
Fig.5-3. Dimensiones de la magnetorresistencia válvula de espín y sus terminales.	56
Fig.5-4. Simulación del conductor principal de corriente en forma de U.	58
Fig.5-5. Fuerza del campo magnético para una corriente de 2 A, 10 A y 50 A en función de la distancia al conductor.	58
Fig.5-6. Curva de la profundidad de penetración en función de la frecuencia para diversos materiales (cortesía de [8]).	59
Fig.5-7. Dimensiones del conductor principal de corriente en unidad de metro.	60
Fig.5-8. Simulación 2D de la sección transversal del campo magnético generado por una corriente de 1 A a través de un conductor en forma de U.	61
Fig.5-9. Representación del campo magnético para un desplazamiento en el eje y, tomando como origen el centro del conductor.	61
Fig.5-10. Superposición de las máscaras de fabricación del sensor de corriente magnetorresistivo.	62
Fig.5-11. Esquema eléctrico del circuito en puente de Wheatstone del sensor propuesto.	62
Fig.5-12. Geometría y dimensiones del sensor RTD basado en Ru. El fondo de la imagen muestra la localización del sensor RTD al ser integrado junto con el sensor MR.	63
Fig.5-13. Dibujo 3D correspondiente a la superposición de las principales piezas que componen el sensor de corriente.	64
Fig.5-14. Vista superior y tridimensional del prototipo del sensor de corriente (distancia en mm).	65
Fig.5-15. Cronograma de las tareas de microfabricación.	66
Fig.5-16. Substrato preparado.	66
Fig.5-17. Deposición de la válvula de espín.	66
Fig.5-18. Deposición de la capa de pasivación.	67
Fig.5-19. Recubrimiento de material fotosensible y transmisión del patrón de los elementos válvula de espín.	67
Fig.5-20. Revelado del material foterresistivo.	68
Fig.5-21. Definición de los elementos válvula de espín.	68
Fig.5-22. Definición de los elementos válvula de espín.	68
Fig.5-23. Preparación de la oblea para la fotolitografía del sensor de Rutenio.	69
Fig.5-24. Deposición de la capa de Rutenio.	69
Fig.5-25. Definición del sensor basado en Rutenio.	69
Fig.5-26. Definición de las pistas de conexión y pads.	70
Fig.5-27. Detalle de la superposición del conexionado sobre los elementos sensores.	70
Fig.5-28. Deposición de una capa de Aluminio.	71
Fig.5-29. Apertura de los contactos.	71
Fig.5-30. Fotografía de la oblea al finalizar los procesos en el interior de la sala blanca.	71
Fig.5-31. Fotografía de los sensores troceados.	72

Fig.5-32. Fotografía de la placa de circuito impreso fabricada.....	72
Fig.5-33. Fotografía durante el proceso de fabricación y carcasa protectora fabricada.....	73
Fig.5-34. Fotografía del conductor eléctrico fabricado.....	73
Fig.5-35. Fotografía del ensamblado de la placa de circuito impreso y los sensores en silicio.....	74
Fig.5-36. Fotografía durante el proceso de wire-bonding.....	74
Fig.5-37. Fotografía del prototipo durante la fase de ensamblado.....	75
Fig.5-38. Fotografía durante la última etapa de ensamblado y prototipo finalizado.....	75
Fig.5-39. Diagrama de terminales de entrada-salida.....	75
Fig.6-1. Esquema orientativo del conexionado entre equipos.....	79
Fig.6-2. Valores medios de la medida de resistencia de 3 sensores RTD de Ru en función de la temperatura.....	80
Fig.6-3. Valores medios de la medida de resistencia del RTD de platino en función de la temperatura.....	80
Fig.6-4. Incertidumbre tipo A asociada a la medida para cada temperatura estudiada.....	81
Fig.6-5. Evolución temporal de la temperatura interna de la cámara según los sensores RTD testeados.....	81
Fig.6-6. Modelo termo-eléctrico de primer orden para el detector de temperatura.....	82
Fig.6-7. Incremento de temperatura desde el momento que el sensor es polarizado.....	82
Fig.6-8. Esquema ilustrativo de la configuración para la medida del autocalentamiento.....	83
Fig.6-9. Variación de la temperatura y la potencia en el detector de temperatura RTD.....	84
Fig.6-10. Representación de la evolución de la potencia y el valor calculado de resistencia térmica.....	85
Fig.6-11. Evolución de la temperatura ante un incremento de la corriente de polarización de 10 mA.....	85
Fig.6-12. Fotografía del banco de pruebas para la obtención de la curva R-H.....	86
Fig.6-13. Variabilidad de la resistencia frente a campo magnético del detector de temperatura basado en Rutenio a temperatura ambiente.....	87
Fig.6-14. Esquema de la configuración experimental para la caracterización DC de la pista de corriente.....	88
Tab. 6-2. Principales características del amplificador de transconductancia PCS-2/B.....	88
Fig.6-15. Valor de la resistencia eléctrica del conductor de corriente para distintas intensidades de corriente.....	90
Fig.6-16. Histograma del valor de la resistencia del conductor principal para una población de 3150 muestras.....	90
Fig.6-17. Representación de la potencia disipada en el conductor de corriente.....	91
Fig.6-18. Incremento de la temperatura debido a la disipación de potencia en el conductor principal.....	91
Fig.6-19. Cálculo de la resistencia térmica entre el conductor principal y el detector de temperatura RTD.....	92
Fig.6-20. Incremento de la temperatura debido a un incremento de la corriente de 10 A.....	92
Fig.6-21. Ejemplo de la medida del valor de una de las MR que componen el puente de Wheatstone y su circuito eléctrico equivalente.....	93
Fig.6-22. Familia de curvas magnéticas correspondiente a cada una de los cuatro elementos que componen un sensor de corriente.....	94
Fig.6-23. Recopilación de los valores de resistencia nominal para cada elemento analizado.....	94
Fig.6-24. Histéresis calculada para cada elemento analizado.....	95
Fig.6-25. Máxima variación de resistencia de los elementos analizados para una excursión de ± 160 Oe.....	95
Fig.6-26. Recopilación de los valores del efecto MR de los elementos analizados.....	96
Fig.6-27. Representación de la función de densidad del valor del efecto magnetorresistivo para la población de 23 elementos analizados.....	96
Fig.6-28. Rango lineal de curva de magnetización.....	97
Fig.6-29. Esquema de la configuración experimental para la caracterización DC.....	98
Fig.6-30. Característica eléctrica DC correspondiente al sensor de corriente SV6D para un corriente de ensayo de ± 10 A en sentido creciente y decreciente.....	99
Fig.6-31. Diagrama de la configuración experimental para la caracterización AC.....	100
Fig.6-32. Familia de curvas correspondiente a la respuesta en frecuencia para distintas corrientes de polarización.....	102
Fig.6-33. Relación entre la frecuencia de corte de la función de transimpedancia y la corriente de polarización.....	103
Fig.6-34. Captura de las señales experimentales de la respuesta temporal. Señal de corriente 10 kHz, Amarillo (ch1) = Medida de referencia, Rosa (ch2)= tensión de salida del sensor de corriente.....	104
Fig.6-35 – Representación de respuesta en frecuencia experimental, el modelo de orden 1,2 y su mejor aproximación correspondiente a un modelo fraccional de orden 6/5 (en todos los casos la corriente de polarización es igual 2 mA).....	104
Fig.6-36. Visión real del banco de pruebas para caracterización térmica.....	106
Fig.6-37. Potencia en bornes de alimentación del puente de Wheatstone MR.....	107
Fig.6-38. Incremento de temperatura medido el RTD de Rutenio en las proximidades del puente de Wheatstone.....	107
Fig.6-39. Cálculo de la resistencia térmica entre el puente de Wheatstone y el RTD de Rutenio.....	107
Fig.6-40. Respuesta temporal del autocalentamiento del puente de Wheatstone para un incremento de la corriente de polarización de 10 mA.....	108
Fig.6-41. Tensión de la salida del puente de Wheatstone para una variación de la corriente de ± 10 A y viceversa para temperaturas de -25°C y 75°C	108
Fig.6-42. Evolución de la sensibilidad respecto de la temperatura.....	109
Fig.6-43. Evolución de la tensión de desequilibrio respecto de la temperatura.....	109

Fig.6-44. Evolución de la resistencia equivalente del puente respecto de la temperatura.	110
Fig.7-1. Esquema general para compensar un sensor en puente de Wheatstone.	114
Fig.7-2. Compensación térmica de la sensibilidad de un sensor en puente de Wheatstone median el uso de una resistencia negativa <i>R_{NIC}</i> según [5].	115
Fig.7-3. Circuito alternativa para la comensación de la sensibilidad de un sensor en puente de Wheatstone mediante el uso dos redes de compensación <i>R_{NIC}</i> según [5].	117
Fig.7-4 Circuito de compensación de la deriva en temperatura de la sensibilidad del sensor KMZ10B modulando con la temperatura la ganancia del circuito de acondicionamiento [6].	118
Fig.7-5. Circuito GIC alimentado a tensión de referencia <i>V_{ref}</i>	119
Fig.7-6. Propuesta del circuito GIC alimentado a <i>I_{ref}</i>	120
Fig.7-7 Análisis de las corrientes de polarización del circuito GIC alimentado <i>I_{ref}</i>	122
Fig.7-8. Circuito GIC alimentado a corriente constante incluyendo los desequilibrios debidos a los amplificadores operacionales.	124
Fig.7-9. Circuito GIC con entrada a corriente constante y sensor resistivo configurado en puente de Wheatstone.	125
Fig.7-10. Circuito equivalente de Thevenin del puente de Wheatstone dentro del circuito GIC.	126
Fig.7-11. Definición de las variables del puente de Wheatstone sin compensar.	127
Fig.7-12 Definición de las variables del puente de Wheatstone con compensación.	128
Fig.7-13 Sensor de corriente y circuito GIC como fuente de corriente compensada.	132
Fig.7-14. Corriente de polarización del sensor de corriente en función de la temperatura.	133
Fig.7-15. Tensión de salida del sensor de corriente para diferentes temperaturas.	134
Fig.7-16. Discrepancias de la tensión de salida del sensor de corriente compensada y no compensada correspondiente a las temperaturas extremas de 0 °C de 70 °C.	134
Fig.7-17. Evolución de la sensibilidad compensada y no compensada del sensor de corriente.	134
Fig.7-18. Simulación de la respuesta en frecuencia compensada del sensor de corriente y su modelo.	135
Fig.7-19.- Diagrama de bloques del método de compensación.	136
Fig.7-20. Circuito de un filtro diferencial de primer orden.	136
Fig.7-21.- Módulo de la ganancia en función de la frecuencia para un amplificador genérico.	137
Fig.7-22. Respuesta en frecuencia del sensor de corriente y un filtro diferencial de primer orden pasa baja.	138
Fig.7-23. Familia experimental de función de transferencia del amplificador de instrumentación AD8555 para ganancias 70, 100, 140, 200, 280, 400, 560 y 800.	139
Fig.7-24. Extensión en frecuencia experimental para una corriente de polarización de 2 mA, un filtro y amplificador de instrumentación con una frecuencia de corte igual a 80 kHz y 258 kHz respectivamente.	139
Fig.7-25. Medida de un escalón de corriente con la sonda de referencia y el sensor compensado.	140
Fig.8-1. Diagrama de bloques del sistema de potencia (etapas de potencia y control).	144
Fig.8-2. Fotografía del sistema de potencia.	146
Fig.8-3. Imagen de la sonda de corriente de referencia modelo 96001 del fabricante Yokogawa.	147
Fig.8-4. Fotografía del banco de prueba en el laboratorio de la Universidad de Alcalá.	147
Fig.8-5. Fotografía en detalle del sensor de corriente y su correspondiente fuente de corriente de polarización compensada en temperatura.	147
Fig.8-6. Formas de onda de la corriente medida con la sonda de referencia y el sensor de prueba para una consigna de 10 A pico.	148
Fig.8-7. Formas de onda de la corriente medida con la sonda de referencia y el sensor de prueba para una consigna de 20 A pico.	148
Fig.8-8. Formas de onda de la corriente medida con la sonda de referencia y el sensor de prueba para una consigna de 30 A pico.	149
Fig.8-9. Formas de onda de la corriente medida con la sonda de referencia y el sensor de prueba para una consigna de 40 A pico.	149
Fig.8-10. Formas de onda de la corriente medida con la sonda de referencia y el sensor de prueba para una consigna de 50 A pico.	149
Fig.8-11. Formas de onda de la corriente medida con la sonda de referencia y el sensor de prueba para una consigna de 60 A pico.	150
Fig.8-12. Formas de onda de la corriente medida con la sonda de referencia y el sensor de prueba para una consigna de 70 A pico.	150
Fig.8-13. Formas de onda de la corriente medida con la sonda de referencia y el sensor de prueba para una consigna de 80 A pico.	150
Fig.8-14. Representación de las lecturas en valor eficaz de la sonda de referencia y del sensor de corriente respecto de la consigna en corriente del sistema de potencia.	151
Fig.8-15. Desviaciones de la sonda de referencia y del sensor de corriente respecto de la consigna del sistema de potencia.	151
Fig.8-16. Histograma para una población de valores de 2000 muestras.	152
Fig.8-17. Representación de las lecturas corregidas de la sonda de referencia y del sensor de prueba respecto la consigna de salida del sistema de potencia.	152
Fig.8-18. Desviaciones de las lecturas corregidas.	153
Fig.9-1. Esquema general de los subsistemas del instrumento multifuncional de medida de corriente.	156
Fig.9-2. Esquema eléctrico de la fuente de corriente de polarización del sensor de corriente.	157
Fig.9-3. Circuito de acoplamiento de la tensión de salida del sensor de corriente.	158
Fig.9-4. Esquema descriptivo de la arquitectura interna del amplificador de instrumentación AD8555.	158
Fig.9-5. Circuito convertidor de valor eficaz a DC.	159
Fig.9-6.- Fotografía del prototipo del instrumento diseñado.	161
Fig.9-7.- Fotografía del interior del prototipo e identificación de los subsistemas que componen el instrumento.	161

Fig.9-8. Comparación de la caracterización DC entre la sonda de referencia y el amperímetro propuesto.	162
Fig.9-9. Discrepancias de la caracterización DC entre la sonda de referencia y el amperímetro propuesto.	162
Fig.9-10. Comparación de la caracterización AC para el instrumento propuesto y el instrumento de referencia.....	163
Fig.9-11. Discrepancias entre las lecturas del instrumento propuesto y el instrumento de referencia para una corriente alterna de frecuencia 1 kHz.	164
Fig.9-12. Familia de curvas para la respuesta en frecuencia de la tensión de salida del amplificador de instrumentación en función de su ganancia.....	165
Fig.9-13.-Rango de aplicabilidad del amperímetro propuesto comparados con una serie de ejemplos comerciales.	166
Fig.A-1. Fotografía del equipamiento ‘SGVTracks’ en la zona amarilla de la sala limpia.	187
Fig.A-2 Fotolitografía usando un material fotosensible positivo y negativo.	188
Fig.A-3. Fotografía de la máquina de escritura láser DWL instalada en la zona amarilla de sala limpia.	188
Fig.A-4. Ilustración del proceso de deposición física de pulverización catódica.	189
Fig.A-5. Ilustración del proceso de fabricación ‘magnetron sputtering’.....	190
Fig.A-6. Fotografía de la interfaz de usuario del equipamiento Nordiko 7000 desde el interior de la sala limpia.	191
Fig.A-7. Fotografía del equipamiento UHV2.	191
Fig.A-8. Ilustración de una máquina de deposición iónica.	192
Fig.A-9. Fotografía de la interfaz de usuario (izquierda) y de la cámara de la máquina Nordiko 3000.....	193
Fig.A-10. Fotografías de la máquina Nordiko 3600: interfaz de usuario en el interior sala blanca (izquierda) y cámara principal en el exterior de la sala blanca (derecha).	194
Fig.A-11. Fotografía de la zona de trabajo y detalle del baño húmedo instalado en la zona gris de la sala limpia.	194
Fig.A-12. Dibujo del proceso de atacado ‘litt-off’.....	195
Fig.A-13. Dibujo ilustrativo del proceso de atacado.	195
Fig.A-14. Composición fotográfica de varios detalles de la máquina de fresado.	196

1 LA TECNOLOGÍA MAGNETORRESISTIVA

En las últimas dos décadas los sensores magnetorresistivos han suscitado gran interés tanto desde un punto de vista científico como tecnológico. En este primer capítulo se revisará su historia e introducirá sus principios básicos de funcionamiento prestando especial atención a la tecnología magnetorresistiva de efecto gigante por ser la utilizada en la presente tesis.

La magnetorresistencia es la propiedad que tienen algunos conductores eléctricos de variar su resistencia eléctrica por la acción de un campo magnético. La intensidad en el cambio de resistencia se cuantifica por el efecto magnetorresistivo (MR) que se define como:

$$MR(\%) = 100 \frac{R_{max} - R_{min}}{R_{min}} \quad (1-1)$$

donde R_{max} es la resistencia máxima y R_{min} es la resistencia mínima que puede llegar a presentar el conductor.

Las primeras referencias escritas respecto al efecto magnetorresistivo datan del año 1856. El fenómeno descrito por Lord Kelvin se conoce como efecto magnetorresistivo ordinario o efecto magnetorresistivo anisotrópico (AMR). En general es un fenómeno de baja intensidad donde el cambio de resistencia en la mayoría de los casos se encuentra entre el 2-3% [1]. A mediados de los años 80 se desarrolló la tecnología capaz de fabricar láminas de materiales con espesores nanométricos permitiendo el estudio y desarrollo de nuevos compuestos. En consecuencia, en el año 1988, dos grupos de investigación experimentaron con estructuras multicapa donde el efecto MR se manifiesta con mayor intensidad. En reconocimiento a su aportación, Albert Fert [2] y Peter Grünberg [3] recibieron el Premio Nobel de Física en el año 2007 por el descubrimiento del efecto magnetorresistivo gigante (GMR). El término “giant” fue el calificativo empleado por el grupo de Fert en su primera publicación para describir la magnitud del efecto MR observado (45%) comparado con las ratios ofrecidas en la época (3%). Mientras que el grupo de Grünberg empleó el calificativo “strong”, quizás porque los ratios MR de sus experimentos fueron inferiores (10%). Se trataba de estructuras multicapa donde dos capas ferromagnéticas son separadas por una capa no ferromagnética

conductor. Las nuevas líneas de investigación se centran en el efecto túnel magnetorresistivo (TMR). La principal diferencia radica en que las capas ferromagnéticas están separadas por una capa aislante en lugar de una capa conductora.

Las topologías básicas de los sensores MR y sus correspondientes curvas de magnetización están representadas en la Fig.1-1. La tecnología AMR es la más simple de todas en cuanto a número de capas y materiales. El proceso de fabricación es muy similar a los procesos típicos empleados para la integración de circuitos (fotolitografía, deposición y atacado). Los procesos de fabricación correspondiente a las tecnologías GMR y TMR son un poco más complejos al incrementarse el número de materiales y capas. Este aumento en la complejidad de fabricación puede ser compensada con el aumento de la sensibilidad y la reducción de tamaño. El tamaño de un sensor TMR es 100 veces menor que la de un sensor de tecnología AMR, o 1000 veces menor que la tecnología Hall. Al reducir el tamaño del sensor aumenta la densidad de sensores por oblea producida, reduciendo el coste de fabricación.

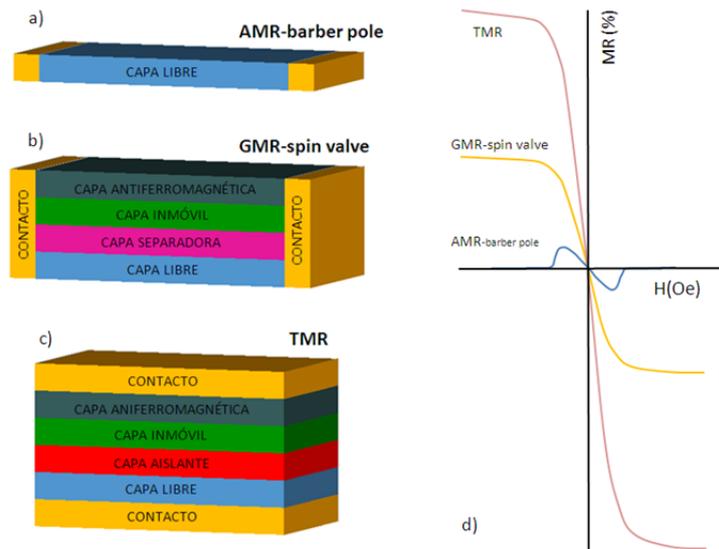


Fig.1-1. Topologías típicas de las diferentes tecnologías MR: a) sensor AMR, b) sensor GMR, c) sensor TMR, d) Curvas de magnetización.

La curva de magnetización para un sensor MR ideal está representada en la Fig.1-2. En ella se distinguen tres regiones (lineal, no lineal y saturación) que tienen mayor o menor interés en función de la aplicación. Las aplicaciones digitales se centran en las regiones de saturación, se busca el mayor cambio de resistencia posible y la zona lineal lo más estrecha posible. En cambio, la zona lineal del sensor debe presentar alta sensibilidad y amplio rango dinámico para aplicaciones lineales. En realidad la curva de magnetización se caracteriza también por presentar cierto grado de histéresis que en aplicaciones lineales es especialmente importante que sea mínimo.

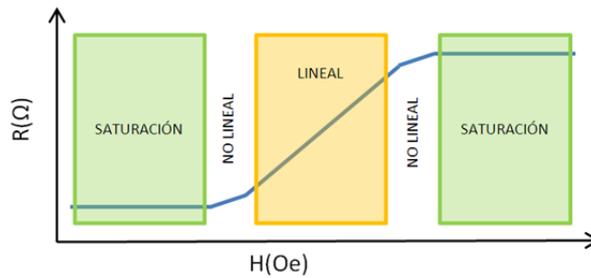


Fig.1-2. Curva de magnetización ideal de un sensor MR para aplicaciones lineales.

1.1 Principios de funcionamiento

La palabra magnetorresistencia es un término compuesto que intenta transmitir la relación entre la resistencia eléctrica y el momento de magnetización de un material. Así pues para empezar a entender su significado se expondrán estas dos ideas.

En un metal conductor, la electricidad es transportada en forma de electrones libres que pueden moverse a través del conductor, siempre por el camino de mayor conductancia. La resistencia eléctrica es el reflejo de las desviaciones que sufren los electrones cuando se dispersan sobre impurezas o irregularidades del material, cuanto mayor es la dispersión, mayor es la resistencia.

En un material ferromagnético cada electrón tiene un movimiento de rotación intrínseco, llamado espín en mecánica cuántica [4]. El momento magnético general del material está inducido por la dirección de espín predominante en la mayoría de los electrones. Cuando el momento magnético del material y la dirección de espín del electrón tienen la misma dirección se dice que tienen configuración paralela. Sin embargo, un pequeño porcentaje de electrones tienen su espín en dirección opuesta o en configuración antiparalela. Este desequilibrio se refleja en la resistencia del material debido a que los electrones en función de su polarización de espín, sufrirán mayor o menor dispersión cuando se encuentren con irregularidades o impurezas. En el caso de la magnetorresistencia gigante, como se verá más adelante, es especialmente importante la dispersión sufrida por los electrones en las regiones de unión entre distintos materiales. La Fig.1-3 resume gráficamente los conceptos expuestos en este párrafo presentados en este párrafo.

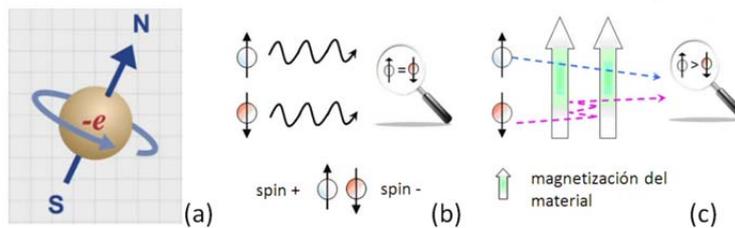


Fig.1-3. Ilustración del momento de espín (a), tipos de espín (b) y su relación con el momento de magnetización del material que atraviesan (c).

La conducción eléctrica en un material ferromagnético puede ser descrita en una primera aproximación por el modelo de las dos corrientes propuesto por Mott [5, 6]. La corriente eléctrica

está compuesta por dos contribuciones, la corriente debida a las cargas con espín positivo y la corriente correspondiente a las cargas con espín negativo. El circuito eléctrico equivalente para este modelo son dos resistencias en paralelo que representan las dispersiones sufridas por las cargas en función de su espín, este aspecto se tratará más detalladamente en este mismo capítulo.

Las diferentes tecnologías magnetorresistivas de la Fig.1-1 que se expondrán a continuación se basan en los conceptos introducidos anteriormente.

a) Tecnología basada en el efecto magnetorresistivo anisotrópico (AMR)

Algunos materiales conductores como el permaloy (Fe (20%) Ni (80%)) manifiestan el efecto magnetorresistivo anisotrópico. Por similitud en la explicación con el resto de tecnologías MR, una estructura AMR está compuesta por una única lámina de material que posee un momento magnético libre de rotar bajo la influencia de un campo magnético externo H . De tal forma, que la resistencia eléctrica de la estructura depende del ángulo entre el vector magnético de la capa libre M y la dirección de la corriente i que la atraviesa. La parte superior de la Fig.1-4 muestra la orientación relativa entre la corriente i y el vector de magnetización M en ausencia de un campo magnético externo H . En cambio, la parte inferior de la Fig.1-4 muestra como el vector de magnetización M se aproxima a la dirección de la corriente i en presencia de un campo magnético externo H . La resistencia eléctrica decrece conforme el ángulo del vector de magnetización del permaloy se aleja del vector de la corriente que polariza al conductor. La resistencia es máxima cuando los vectores de magnetización son paralelos (ángulo 0°) y mínima cuando los vectores son perpendiculares (ángulo 90°).

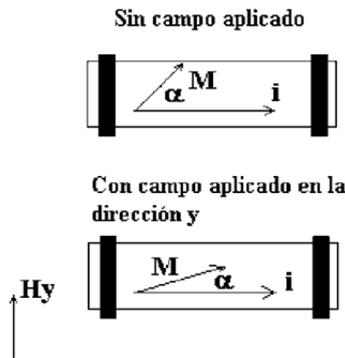


Fig.1-4. Variación de la orientación relativa entre la corriente i y el campo de magnetización M en presencia de un campo magnético externo H .

Tal y como se muestra en la característica resistencia-campo magnético de una estructura AMR simple representada en la Fig.1-5 no puede conocerse la dirección del campo externo observando el valor de resistencia. Esta respuesta no lineal es corregida mediante la inserción de una serie de láminas de aluminio, llamadas 'barber-pole', dispuestas sobre el conductor de permaloy en un ángulo de 45° respecto del vector de magnetización. En estas condiciones, la relación entre la resistencia eléctrica y el campo magnético viene dada por la expresión:

$$R(H) = R_{min} + \frac{\Delta R}{2} (1 + \text{sen}(2\theta)) \quad (1-2)$$

donde R_{min} es la resistencia eléctrica mínima del material, ΔR es la máxima variación de resistencia y θ el ángulo entre el campo definido por la corriente de polarización H_o y el campo magnético externo H :

$$\theta = \sin^{-1}\left(\frac{H}{H_o}\right) \quad (1-3)$$

Las ecuaciones (1-2) y (1-3) son válidas para $|H| \leq |H_o|$, mientras que $R(H) = R_o$ para la zona de saturación $|H| > |H_o|$. En la Fig.1-5 se puede ver la representación gráfica de la característica resistencia-campo de una estructura ‘barber-pole’.

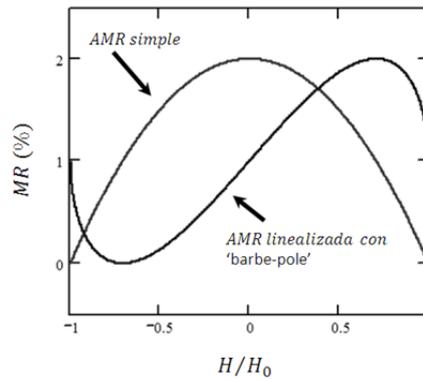


Fig.1-5. Característica resistencia-campo magnético de un sensor AMR simple y una estructura AMR ‘barber-pole’.

b) Tecnología basada en el efecto magnetorresistivo gigante

El efecto GMR se manifiesta en ciertos compuestos multicapa teniendo su origen en la dependencia de espín de la conducción eléctrica en materiales ferromagnéticos. En escala nanométrica, el efecto GMR depende del ángulo entre los vectores de magnetización localizados en distintas regiones del material. Esto implica que el fenómeno GMR solo puede observarse en materiales magnéticamente no homogéneos [2, 3], como pueden ser materiales de estructura granular o multicapa. La estructura GMR de la Fig.1-6 se corresponde con la estructura multicapa más sencilla que combina dos capas ferromagnéticas FM (aleaciones de Fe, Co y Ni) separadas por una fina capa conductora no ferromagnética NFM (Cu, por ejemplo) de unos pocos nm de grosor.

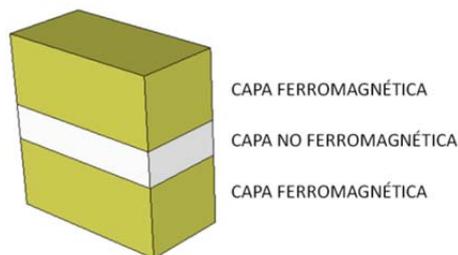


Fig.1-6. Estructura multicapa GMR básica.

En las estructuras GMR la dispersión sufrida por los electrones está en función de su momento de espín y del alineamiento de los vectores de magnetización entre las capas ferromagnéticas. En una de las capas ferromagnéticas la mayoría de las cargas se caracterizan por ser espín+, mientras que en la otra capa ferromagnética la mayoría de cargas tienen espín-, el resultado es una estructura con dos dominios magnéticos en sentido opuesto. Cuando el campo magnético externo es nulo, las capas se encuentran en acoplamiento antiparalelo, Fig.1-7b. En cambio, bajo la influencia de un campo magnético externo de suficiente intensidad el momento magnético de las capas ferromagnéticas adopta la configuración paralela como muestran las Fig.1-7a y Fig.1-7c.

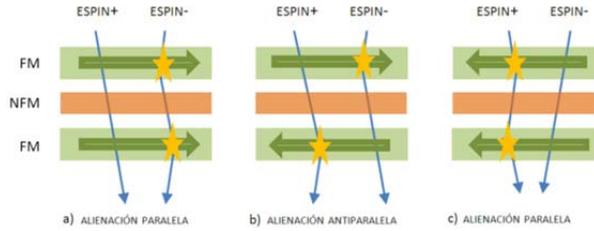


Fig.1-7. Ilustración de la dispersión sufrida por los electrones con espín+ y espín- en una estructura GMR básica.

El efecto GMR es el resultado de la dependencia de la resistencia eléctrica sufrida por los electrones en función de si su dirección de espín es paralela o antiparalela en relación con el momento magnético de la capa ferromagnética que atraviesa. Cuando las dos capas ferromagnéticas tienen alineación paralela, al menos un grupo de electrones (espín+ o espín-) tendrán espín paralelo en ambas capas y podrán moverse fácilmente a través de la estructura. Por lo tanto la resistencia del material será pequeña. En cambio, si los vectores de magnetización de las capas ferromagnéticas presentan una alineación antiparalela, tanto los electrones con espín+ y espín- tendrán espín antiparalelo en una de las capas magnéticas. Por lo tanto, los electrones tendrán dificultad en circular por la estructura y la resistencia será alta.

Otra forma de explicar el efecto magnetorresistivo es aplicar el modelo de las dos corrientes de Mott desarrollado experimentalmente por A. Fert [7, 8] en el campo de la tecnología GMR. El modelo propone que la corriente a través de una estructura multicapa está compuesta por dos canales de corriente en paralelo correspondientes a los electrones con espín+ y a los electrones con espín-. A través de cada capa FM los electrones sufren una resistividad paralela ρ_{\uparrow} o una resistividad antiparalela ρ_{\downarrow} en función de la relación de su espín y la orientación del momento magnético de la capa FM. La Fig.1-8 representa el circuito eléctrico equivalente para una configuración antiparalela de las capas FM y las dos posibles configuraciones paralelas de las capas FM.

En las configuraciones paralelas, un grupo de electrones experimenta ρ_{\uparrow} a través de las dos capas ferromagnéticas, mientras que otro grupo experimenta ρ_{\downarrow} en ambas capas. Por lo tanto la resistividad equivalente es:

$$\rho_{\uparrow\uparrow} = \rho_{\downarrow\downarrow} = \frac{\rho_{\downarrow}\rho_{\uparrow}}{\rho_{\downarrow} + \rho_{\uparrow}} \quad (1-4)$$

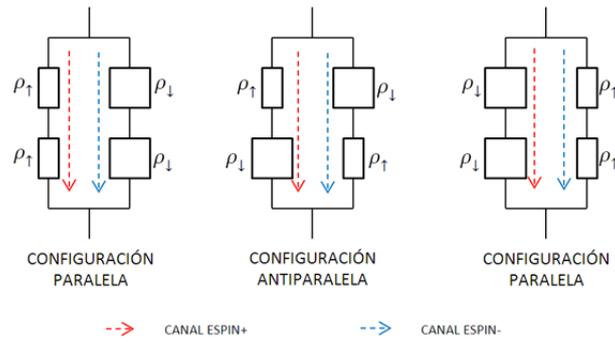


Fig.1-8. Circuito equivalente del modelo de dos corrientes de Mott.

A partir de la expresión (1-4) se deduce que la resistencia equivalente de la configuración paralela es independiente del sentido del campo magnético externo.

En la configuración antiparalela cada canal de espín experimenta ρ_{\uparrow} y ρ_{\downarrow} en serie. Por lo tanto la resistividad equivalente es:

$$\rho_{\uparrow\downarrow} = \frac{\rho_{\downarrow} + \rho_{\uparrow}}{2} \quad (1-5)$$

El cambio de una configuración paralela a una configuración antiparalela de las capas ferromagnéticas al aplicar un campo magnético externo es un cambio progresivo. Como ya se ha mencionado la resistencia que ofrece esta estructura depende de la orientación relativa entre los vectores de magnetización de las capas ferromagnéticas. La evolución de la resistencia eléctrica respecto del campo magnético externo para una estructura GMR se puede observar en la Fig.1-9. Al actuar un campo magnético externo paralelo a la dirección longitudinal de las multicapas provocará, en función de su intensidad, una modulación de la resistencia de la estructura. La dependencia de la resistividad ρ del material en función de la orientación relativa de los vectores de magnetización θ viene dada por [9]:

$$\rho(\theta) = \rho(\theta^0) + \frac{(1 - \cos\theta)}{2} \quad (1-6)$$

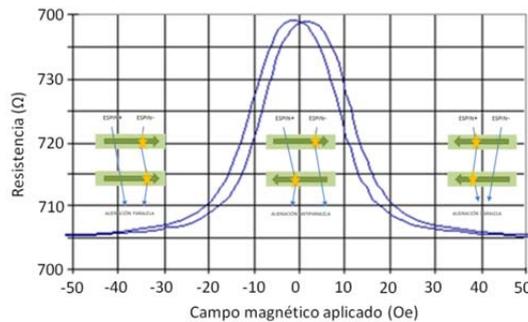


Fig.1-9 Ejemplo de la variación del valor de resistencia de una estructura multicapa básica en función de campo magnético externo.

Resaltar de nuevo que analizando el valor de resistencia eléctrica de la Fig.1-9 no se puede conocer el sentido del campo magnético aplicado en este tipo de estructura multicapa.

La intensidad del efecto GMR se puede reescribir mediante la ecuación (1-7) tomando la expresión (1-1), donde R_{AP} es la máxima resistencia cuando los vectores de magnetización son antiparalelos y R_P es la mínima resistencia cuando los vectores son paralelos.

$$GMR = \frac{R_{AP} - R_P}{R_P} \quad (1-7)$$

A partir de la sencilla estructura mostrada en la Fig.1-6 evolucionaron los sensores GMR cuyo objetivo es inmovilizar una de las capas ferromagnéticas para permitir conocer la intensidad y dirección del campo magnético externo. Este tema se tratará en detalle en los apartados 1.2 y 1.3. En la Fig.1-1b se muestra la estructura denominada válvula de espín donde se introduce una capa antiferromagnética para crear un campo magnético local que inmoviliza el vector de magnetización de la capa ferromagnética contigua, desde ahora en adelante capa inmóvil. Mientras que la otra capa ferromagnética es libre de rotar ante la influencia de un campo magnético, desde ahora en adelante capa libre. Para permitir la identificación del sentido del campo magnético el vector de magnetización de la capa inmóvil se fija perpendicularmente respecto de la capa libre. En este supuesto el valor de resistencia eléctrica puede aproximarse mediante la expresión [10]:

$$R(H) = R_{min} + \frac{1}{2} \cdot \Delta R \cdot (1 - \cos(\beta(H))) \quad (1-8)$$

donde $\beta(H)$ es el ángulo entre los vectores de magnetización de las capas inmóvil y libre. La Fig.1-10 muestra la curva de magnetización experimental correspondiente a una estructura válvula de espín con la siguiente composición multicapa: NiFe40 Å/CoFe10 Å/Cu26 Å/CoFe25 Å/MnIr80 Å. La intensidad del efecto MR(%) obtenido es del 4,29%, presentando un rango dinámico frente a campo magnético de 30 O_e.

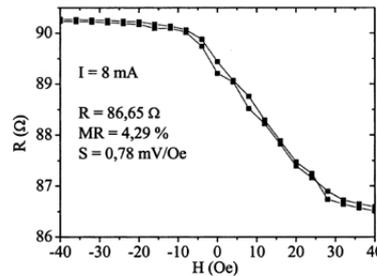


Fig.1-10.- Ejemplo de la curva de magnetización experimental para una estructura válvula de espín, [11].

c) Tecnología basada en el efecto magnetorresistivo túnel (TMR)

Las estructuras TMR derivan de las estructuras GMR donde la capa conductora no ferromagnética es reemplazada por una capa aislante, normalmente de AlO_x o MgO. Los electrones circulan a través de la lámina aislante por medio del efecto túnel definido por la mecánica cuántica. La conducción eléctrica a través de la capa aislante solo es posible si su grosor es del orden de 0,5 a 3 nm. Según los principios mecano-cuánticos los electrones tienen alta probabilidad de atravesar la capa aislante

cuando los vectores de magnetización de las capas ferromagnéticas adyacentes están en alineación paralela y baja probabilidad cuando se encuentran en alineación antiparalela. Estos dos estados se corresponden respectivamente con baja y alta resistencia eléctrica. Aunque la variación de resistencia se debe a principios físicos distintos, las estructuras GMR y TMR presentan una curva de característica similar y se basan en los mismos supuestos para inmovilizar una de las capas ferromagnéticas con la finalidad de obtener una respuesta lineal. En la Fig.1-1c se puede ver una estructura TMR donde la capa inmóvil ha sido bloqueada por una capa antiferromagnética adyacente. En la Fig.1-1d se puede ver la curva magnética correspondiente donde se observa cómo el efecto TMR generalmente ofrece el mayor cambio de resistencia entre las distintas tecnologías. Las estructuras implementadas con una barrera aislante de AlO_x ofrecen ratios de hasta el 70%. El uso de MgO como capa aislante es más reciente, algunos trabajos indican valores de MR cercanos al 600% [12]. No obstante, el efecto TMR se reduce a ratios del 20-80% para aplicaciones a temperatura ambiente y baja intensidad de campo magnético.

1.2 Evolución de las estructuras GMR

En el apartado 1.1b) se introdujo la tecnología magnetorresistiva gigante partiendo de la estructura multicapa original. A continuación se expondrá la evolución de las estructuras multicapa a lo largo de su primera década de desarrollo e investigación tomando como referencia el trabajo descrito en [9]. Las principales estructuras recopiladas en la Fig.1-11 son una simplificación de sus implementación reales donde en ocasiones una capa funcional está compuesta por varios materiales, además por simplicidad se han obviado las capas de protección o buffer entre otras.

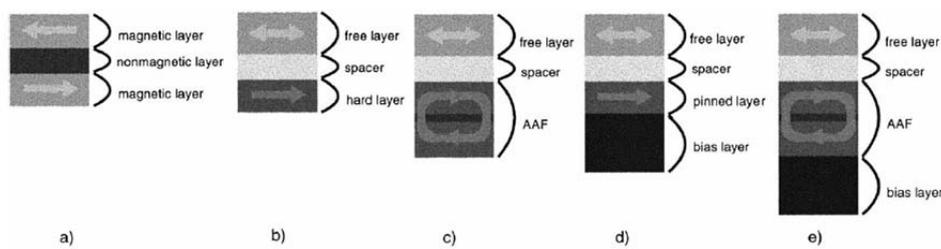


Fig.1-11. Representación esquemática de la evolución de las estructuras multicapa GMR: a) multicapa con acoplamiento antiferromagnético, b) multicapa 'hard-soft', c) multicapa 'hard-soft' con AAF, d) válvula de espín con 'exchange-biased', e) válvula de espín 'exchange-biased' con AAF.

La estructura original representada en la Fig.1-1a se encuentra en configuración antiparalela, por ello también se le conoce como multicapa con acoplamiento antiferromagnético. Como ya se mencionó, un campo magnético externo puede modificar la orientación de los vectores de magnetización de las capas FM hasta conseguir una configuración paralela de baja resistencia. Esta configuración paralela es independiente de la dirección del campo magnético como se observa en la curva de magnetización representada en la Fig.1-9. Partiendo de esta estructura básica y con el objeto de conocer el sentido del campo magnético el resto de las cuatro estructuras representadas intentan mantener inmóvil el vector de magnetización de una de las capas, mientras que el vector de magnetización de la otra capa

es sensible al campo magnético externo. Estas estructuras no requieren de un acoplamiento antiferromagnético y en general todo acoplamiento entre la capa inmóvil y la capa libre es indeseado.

Entre la capa libre y la capa inmóvil existe un acoplamiento de intercambio indirecto que debe ser mínimo para permitir girar sin ningún tipo de oposición al vector de magnetización de la capa libre. La intensidad del acoplamiento de intercambio indirecto está controlada por la espesura de la capa separadora no magnética. Si la capa separadora tiene un grosor menor, el campo magnético generado por la capa antiferromagnética puede llegar a afectar a la movilidad de la capa libre reduciendo el efecto MR. En general, el efecto MR aumenta al reducir la capa separadora hasta cierto grosor a partir del cual el acoplamiento indirecto se manifiesta reduciendo el efecto MR.

En la estructura multicapa ‘hard-soft’ ilustrada en Fig.1-11b, la inmovilización de una de las capas se consigue empleando dos materiales magnéticos con diferente coercividad. La capa dura (‘hard’) o inmóvil presenta una coercividad alta para campos magnéticos no demasiado fuertes, por lo que su vector de magnetización se ve poco influenciado por el campo magnético externo, mientras que la capa blanda (‘soft’) o libre presenta baja coercividad y por lo tanto el campo magnético externo modifica su vector de magnetización. Además de las dificultades prácticas para integrar en una misma estructura los materiales duros y blandos, existe un acoplamiento indirecto entre las capas que disminuye la intensidad del efecto GMR, ya que el campo magnético de la capa dura influye sobre la capa blanda reduciendo su movilidad.

Una solución al problema anterior se muestra en la Fig.1-11c, la nueva estructura ‘hard-soft’ propuesta usa una capa antiferromagnética artificial (‘artificial antiferromagnet’, AAF) para implementar la capa dura. La estructura AAF consiste en dos capas ferromagnéticas con acoplamiento antiferromagnético separadas por una fina capa no magnética. La capa AAF es similar a la estructura GMR original pero el grosor de la capa no magnética es diseñado de forma que el momento de magnetización neto resultante sea prácticamente nulo. En este sentido, se reduce el acoplamiento indirecto entre la capa inmóvil y la capa libre, a la vez que la rigidez magnética frente a campos magnéticos externos de la capa inmóvil aumenta.

La principal desventaja de las estructuras ‘hard-soft’ es que campos magnéticos finitos pueden llegar a modificar el momento magnético de la capa dura limitando su rango de uso. En este tipo de estructuras, una determinada intensidad del campo magnético externo puede hacer que el vector de magnetización de la capa dura se oriente permanentemente en la dirección del campo externo haciendo que la estructura pase de estar en configuración paralela a antiparalela. Como el valor de la intensidad de campo requerido no es muy elevado, cualquier imán puede producir este efecto haciendo de estas estructuras poco recomendables para aplicaciones industriales.

Una estructura multicapa más evolucionada es la válvula de espín con acoplamiento de intercambio directo (‘Exchange-biased spin valve’) representada en la Fig.1-1d. En este tipo de estructura el vector de magnetización de una de las capas ferromagnéticas es inmovilizado por medio de un acoplamiento de intercambio directo generado por una capa antiferromagnética adyacente. El campo magnético generado por la capa de material antiferromagnético adyacente satura la capa ferromagnética contigua inmovilizando su vector de magnetización. Este fenómeno recibe el nombre de campo de acoplamiento de intercambio directo. Este acoplamiento solo se elimina cuando se aplica sobre la capa un campo magnético externo muy elevado. La Fig.1-13 muestra la curva de magnetización de este tipo de estructura donde se pueden observar como para campos externos elevados la estructura pierde su configuración.



Fig.1-12. Inmovilización de una capa FM debido al acoplamiento de intercambio directo producido por una capa AFM adyacente.

En contraste con las estructuras “hard-soft”, el vector de magnetización de la capa inmóvil no se ve afectado por campos magnéticos poco elevados. En el pasado, la estabilidad térmica del acoplamiento de intercambio directo era un problema pero el descubrimiento de nuevas aleaciones como Ni-Mn, Ir-Mn y Pt-Mn mejoran el límite de su aplicabilidad práctica. El inconveniente de este tipo de estructura es ofrecer un estrecho rango dinámico del campo magnético en la zona lineal, este hecho las convierte en poco recomendables para aplicaciones industriales.

El siguiente paso en la evolución es la estructura mostrada en la Fig.1-1e donde se propone usar una capa AAF como capa inmóvil. Un ejemplo de su curva de magnetización se representa en la Fig.1-14, en comparación con la Fig.1-13 se observa una reducción de la histéresis, una mejora del rango dinámico y una mejora de la estabilidad magnética para campos magnéticos de alta intensidad.

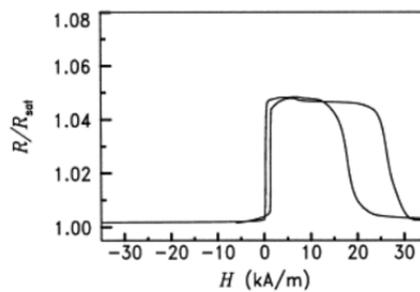


Fig.1-13. Curva de magnetización de una estructura válvula de espín ‘exchange-biased’ con la siguiente composición (3.5 nm Ta/2.0 nm Ni80Fe20/7.0 nm Fe50Mn50/6.0 nm Ni80Fe20/2.0 nm Cu/8.0 nm Ni80Fe20/3.5 nm Ta) [9].

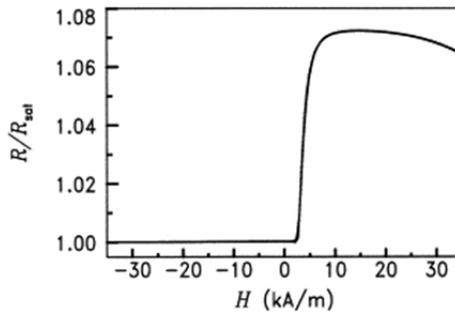


Fig.1-14. Curva de magnetización de una estructura válvula de espín ‘exchange-biased AAF’ con la siguiente composición (3.5 nm Ta/2.0 nm Ni80Fe20/10.0 nm Ir19Mn81/4.0 nm Co90Fe10/0.8 nm Ru/4.0 nm Co90Fe10/2.5 nm Cu/0.8 nm Co90Fe10/5.0 nm Ni80Fe20/4.0 nm Ta).

Una comparativa de las propiedades de las estructuras multicapa presentadas se puede analizar observando la Tab. 1-1. En conclusión las estructuras ‘exchange-biased’ ofrecen mejores prestaciones para ser empleadas en aplicaciones reales que el resto de estructuras [9]. Por ello la estructura utilizada en el desarrollo de esta tesis será una válvula de espín ‘exchange-biased con AAF’. La descripción de la composición de la multicapa utilizada en esta tesis se muestra en la Fig.5-2 que será descrita en el capítulo de diseño.

Tab. 1-1. Resumen de las principales características de diferentes estructuras multicapa.

	DETECCIÓN DEL SENTIDO DEL CAMPO MAGNÉTICO	RANGO DEL CAMPO MAGNÉTICO	ESTABILIDAD MAGNÉTICA
MULTICAPA CON ACOPLAMIENTO ANTIFERROMAGNÉTICO	-	+/-	+
‘HARD-SOFT’ MULTICAPA	+	-	-
HARD-SOFT MULTICAPA CON AAF	+	+	-
VÁLVULA DE ESPÍN CON ‘EXCHANGE-BIASED’	+	-	+
VÁLVULA DE ESPÍN CON AAF EXCHANGE-BIASED.	+	+	+

1.3 Tecnología válvula de espín

El primer autor en emplear el término válvula de espín [13] fue Dieny en 1991. El nombre GMR a veces se intercambia con el término válvula de espín. No obstante, el término válvula de espín se utiliza para unas estructuras GMR específicas [14, 15]. El término válvula de espín intenta etiquetar aquellas estructuras que basándose en el efecto GMR no poseen una respuesta MR gigante (4%-10%) respecto de otro tipo de tecnología magnetorresisiva, como podría ser la tecnología AMR con ratios del 2-4%. Esta reducción del efecto MR es debido a la búsqueda de estructuras capaces de trabajar en condiciones de temperatura y campo magnético habituales en la industria. El origen del término válvula de espín hace referencia al funcionamiento microscópico del efecto GMR descrito en el apartado 1.1b). Otra forma de entender el efecto GMR a partir del modelo de dos corrientes de Mott ilustrado en la Fig.1-8 es considerar la estructura multicapa como una válvula que determina cuáles son los electrones más fáciles de transmitir, espín+ o espín-.

Los materiales utilizados para la implementación física de las estructuras multicapa determinarán las propiedades de la válvula de espín. En [16] se puede encontrar una extensa recopilación de las diferentes topologías y materiales empleados hasta el año 2003. La capa libre puede estar constituida por materiales puros o aleaciones como NiFe, CoFe entre otros materiales. La capa separadora se implementa con materiales conductores no ferromagnéticos como el Cu o Ru entre otros. La capa inmóvil generalmente se compone a su vez dos o tres capas implementadas con materiales como Ni-Mn, Ir-Mn y Pt-Mn entre otros. En el capítulo 5 de diseño y fabricación se describirá en detalle la estructura empleada en esta tesis.

Tras la introducción del funcionamiento y breve descripción de los materiales de una estructura válvula de espín, a continuación se expone el modelo matemático de la variación de resistencia de una estructura válvula de espín.

Los vectores de magnetización de la capa libre y la capa inmóvil pueden configurarse en modo antiparalelo u ortogonal (anisotropía magnética inducida) [17, 18], controlando la dirección del campo magnético durante el proceso de deposición de las capas. Esta configuración se puede conseguir fácilmente induciendo un campo magnético en dirección transversal en la capa inmóvil, mientras que en la capa libre, se mantiene en dirección longitudinal. De esta forma se consigue que la curva de magnetización sea sensible no solo a la intensidad sino también al sentido del campo magnético. La Fig.1-15 muestra un elemento válvula de espín constituido por una estructura multicapa y sus correspondientes contactos. La variación de resistencia del elemento viene dada por la expresión (1-9) [19] donde θ_i es el ángulo relativo del momento magnético de la capa inmóvil y θ_f el ángulo del momento magnético de la capa libre, ambos respecto del eje positivo definido por \hat{x} , MR es la intensidad del efecto magnetorresistivo, R_{\square} es la resistividad del sensor medida en configuración paralela ($R_{\square} = \rho/t = 15$ a $20 \Omega/\square$), W es la anchura de la estructura (distancia entre contactos), h la altura del sensor. La notación $\langle \dots \rangle$ indica que se ha tomado el valor medio a lo largo de la longitud de la estructura.

$$\Delta R = \frac{1}{2} MR R_{\square} \left(\frac{W}{h} \right) \langle \cos(\theta_i - \theta_f) \rangle \quad (1-9)$$

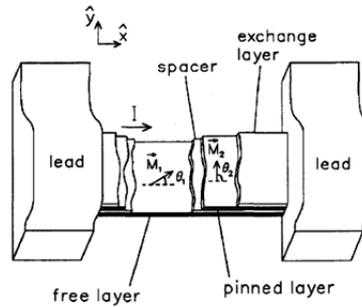


Fig.1-15. Esquema de la estructura interna de un elemento válvula de espín [18].

La variación de la orientación del vector de magnetización de la capa libre depende directamente de la relación entre el campo magnético externo H y los campos intrínsecos de la estructura GMR:

$$\langle \cos(\theta_f(H) - \theta_p) \rangle = \frac{H + H_{bias} + H_{acoplo}}{H_o} \quad (1-10)$$

donde H_{bias} es el campo magnético empleado para centrar la curva magnética, H_{acoplo} es el campo magnético de acoplamiento indirecto entre la capa inmóvil y la capa libre. Por último H_o hace referencia al campo magnético anisotrópico de la capa libre.

La curva característica de una válvula de espín se representa en la Fig.1-10. Las expresiones (1-9) y (1-10) son válidas en la región lineal en la cual $|H + H_{bias} + H_{acoplo}| \leq |H_o|$, mientras que para la zona de saturación, $R(H) = R_{max}$ cuando $H + H_{bias} + H_{acoplo} > H_o$ ó $R(H) = R_{min}$ cuando $H + H_{bias} + H_{acoplo} < -H_o$.

1.4 Técnicas de sensado magnetorresistivas

El uso de una sola magnetorresistencia no es adecuado en la mayoría de los sensores basados en la tecnología MR. Desde el punto de vista del sensado resistivo la configuración en puente de Wheatstone ofrece una atractiva alternativa para medir pequeños cambios de resistencia con precisión. Se trata de un circuito con cuatro terminales formado por cuatro resistencias. Como muestran los circuitos representados en la Fig.1-16, dos de los terminales son empleados para polarizar el circuito bien mediante una corriente o una tensión constante, mientras que la diferencia de tensión de los otros dos terminales proporciona información referente al cambio producido en alguna de las cuatro resistencias debido a la señal de interés.

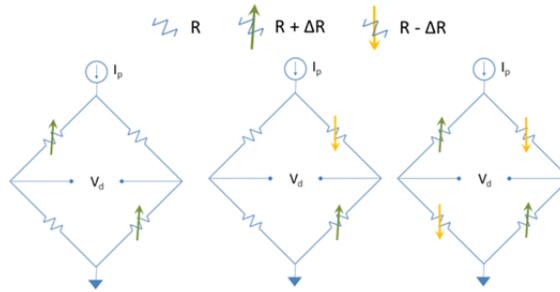


Fig.1-16. Circuitos de acondicionamiento de sensores MR en configuración puente de Wheatstone y polarizados a corriente constante.

En los sensores MR se pueden encontrar configuraciones de puente de Wheatstone con dos [20] o cuatro elementos activos [9, 21, 22]. En la Fig.1-16a y Fig.1-16b se observa un puente de Wheatstone polarizado a corriente constante I_p con dos sensores expuestos al campo magnético y dos resistencias de valor fijo. La diferencia de tensión entre los terminales de salida es la misma para ambas topologías:

$$V_d(H) = \frac{I_p}{2} \cdot \Delta R(H) \quad (1-11)$$

La opción de la Fig.1-1a es la implementación más extendida en sensores GMR y TMR al permitir fabricar todos los elementos MR en un único paso de deposición. La configuración del puente de Wheatstone de la Fig.1-1b requiere dos elementos MR idénticos con sensibilidades opuestas, este requerimiento aumenta la complejidad del proceso de fabricación que implica un paso de deposición adicional y la rotación de la oblea en ese paso para obtener un alineamiento opuesto del vector de magnetización de una de las capas FM. Las resistencias de valor fijo deben ser igual al valor nominal de los elementos sensores en ausencia de campo externo. En ocasiones las resistencias fijas son implementadas mediante elementos sensores MR apantallados. En ese caso, las variaciones de resistencia sufridas por los elementos MR apantallados pueden utilizarse para monitorizar la temperatura del puente de Wheatstone y así compensar la deriva térmica de la tensión de salida del puente.

La configuración en puente completo de Wheatstone se representa en la Fig.1-16c. Su complejidad de fabricación es la misma que la complejidad del semipuente de la Fig.1-16, sin embargo la

configuración en puente completo presenta ventajas intrínsecas como buena linealidad, autocancelación de los desequilibrios debido a la temperatura y proporciona a su salida la mayor variación de señal dada una variación de campo magnético. La tensión diferencial entre los terminales de salida es:

$$V_d(H) = I_p \cdot \Delta R(H) \quad (1-12)$$

Toda diferencia entre resistencias produce un desequilibrio inherente ante campo magnético nulo, su aportación a la tensión de salida (1-11) y (1-12) se denomina tensión de offset. En el caso particular de un sensor MR en configuración de puente completo de Wheatstone es recomendable su polarización mediante una corriente constante porque reduce la deriva térmica de la tensión de salida del puente en relación a la alimentación a tensión constante.

1.5 Resumen

En esta primera toma de contacto se ha presentado el efecto magnetorresistivo y el principio de funcionamiento de las tecnologías coexistentes en la actualidad: AMR, GMR y TMR. De entre ellas, se ha descrito en mayor profundidad la tecnología GMR por ser la tecnología emergente más desarrollada en el momento del inicio de la tesis. Se ha expuesto la evolución de las estructuras multicapa GMR hasta llegar a la estructura válvula de espín destacando las características que debe tener en una aplicación lineal. Finalmente se han revisado las técnicas de sensado magnetorresistivo. El diseño eléctrico del sensor de corriente de la presente tesis se fundamentará en cuatro elementos MR en configuración de puente de Wheatstone completo polarizado con una fuente de corriente constante. En el siguiente capítulo se revisarán las aplicaciones de los sensores magnetorresistivos.

1.6 Bibliografía

- [1] D. Ramírez, J. Pelegrí, S. Casans and A. E. Navarro, "Sensores magnetorresistivos. Principios y propiedades (I)", *Mundo Electrónico*, pp. 44-48, Enero. 2002.
- [2] M. N. Baibich, J. M. Broto, A. Fert, F. N. Van Dau, F. Petroff, P. Eitenne, G. Creuzet, A. Friederich and J. Chazelas, "Giant magnetoresistance of (001)Fe/(001)Cr magnetic superlattices", *Phys. Rev. Lett.*, vol. 61, pp. 2472-2475, 1988.
- [3] G. Binasch, P. Grünberg, F. Saurenbach and W. Zinn, "Enhanced magnetoresistance in layered magnetic structures with antiferromagnetic interlayer exchange", *Phys. Rev. B*, vol. 39, pp. 4828-4830, 1989.
- [4] P. A. Tipler, J. Aguilar Peris and J. d. I. Rubia Pacheco, *Física*. Barcelona: Reverté, 1993.
- [5] R. Coehoorn, "Giant magnetoresistance and magnetic interactions in exchange-biased spin-valves", in , K. H. J. Buschow, Ed. Amsterdam: Elsevier, 2003, pp. 1-197.
- [6] P. Grünberg, "From spinwaves to giant magnetoresistance (GMR) and beyond", *Nobelprize. Org*, 2007.
- [7] N. F. Mott, "The Electrical Conductivity of Transition Metals", *Proceedings of the Royal Society of London. Series A - Mathematical and Physical Sciences*, vol. 153, pp. 699-717, February 01, 1936.
- [8] F. Petroff, "Premio Nobel de Física 2007: Albert Fert", *Instituto Nacional De Técnica Aeroespacial*, 2007.
- [9] H. Lenssen, D. J. Adelerhof, H. J. Gassen, A. E. T. Kuiper, G. H. J. Somers and J. B. A. D. Van Zon, "Robust giant magnetoresistance sensors", *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 85, pp. 1-8, 8/25, 2000.
- [10] P. Ripka, "Magnetic sensors and magnetometers", *Meas. Sci. Technol.*, vol. 13, pp. 645, 2002.
- [11] D. L. Graham, H. A. Ferreira, P. P. Freitas and J. M. S. Cabral, "High sensitivity detection of molecular recognition using magnetically labelled biomolecules and magnetoresistive sensors", *Biosensors and Bioelectronics*, vol. 18, pp. 483-488, 4, 2003.
- [12] S. Ikeda, J. Hayakawa, Y. Ashizawa, Y. M. Lee, K. Miura, H. Hasegawa, M. Tsunoda, F. Matsukura and H. Ohno, "Tunnel magnetoresistance of 604% at 300 K by suppression of Ta diffusion in CoFeBMgOCFeB pseudo-spin-valves annealed at high temperature", *Appl. Phys. Lett.*, vol. 93, 2008.

- [13] U. Hartmann, *Magnetic Multilayers and Giant Magnetoresistance: Fundamentals and Industrial Applications*. Berlin ; New York: Springer, 2000.
- [14] B. Dieny, V. S. Speriosu, B. A. Gurney, S. S. P. Parkin, D. R. Wilhoit, K. P. Roche, S. Metin, D. T. Peterson and S. Nadimi, "Spin-valve effect in soft ferromagnetic sandwiches", *J Magn Magn Mater*, vol. 93, pp. 101-104, 2, 1991.
- [15] B. Dieny, V. S. Speriosu, S. Metin, S. S. P. Parkin, B. A. Gurney, P. Baumgart and D. R. Wilhoit, "Magnetotransport properties of magnetically soft spin-valve structures (invited)", *Journal of Applied Physics*, vol. 69, pp. 4774-4779, 1991.
- [16] R. Coehoorn, "Novel magnetoelectronic materials and devices", *Lecture Notes 2003*, September, 2003.
- [17] G. B. Albuquerque and P. P. Freitas, "Micromagnetics of spin valve tape heads", *J. Appl. Phys.*, vol. 81, pp. 4847-4849, April 15, 1997, 1997.
- [18] P. Freitas, R. Ferreira, S. Cardoso and F. Cardoso, "Magnetoresistive sensors", *J. Phys. : Condens. Matter*, vol. 19, pp. 165221, 2007.
- [19] D. E. Heim, R. E. Fontana Jr., C. Tsang, V. S. Speriosu, B. A. Gurney and M. L. Williams, "Design and operation of spin valve sensors", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 30, pp. 316-321, 1994.
- [20] N. Smith, A. M. Zeltser, D. L. Yang and P. V. Koeppel, "Very high sensitivity GMR spin-valve magnetometer", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 33, pp. 3385-3387, 1997.
- [21] N. A. Stutzke, S. E. Russek, D. P. Pappas and M. Tondra, "Low-frequency noise measurements on commercial magnetoresistive magnetic field sensors", *Journal of Applied Physics*, vol. 97, pp. 10Q107-10Q107-3, 2005.
- [22] J. K. Spong, Speriosu, R. E. Fontana, M. M. Dovek and T. L. Hylton, "Giant magnetoresistive spin valve bridge sensor", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 32, pp. 366-371, 1996.

2 LA APLICABILIDAD DE LOS SENSORES MAGNETORRESISTIVOS

El número de aplicaciones donde encontrar los sensores magnetorresistivos ha crecido notablemente en los últimos tiempos debido a los avances de la tecnología de sensado magnetorresistivo. Su principal campo de aplicación es el de almacenamiento de datos, pero su potencial aplicabilidad cubre casi toda solución clásica [1] donde se necesite medir el campo magnético o cualquier otra variable física relacionada con él.

La demanda global de sensores en los sectores industriales y de productos de consumo aumenta progresivamente año tras año [2]. En el caso concreto de los sensores magnéticos la demanda está focalizada en su gran mayoría en los sensores de efecto Hall, restando un pequeño sector para los sensores magnetorresistivos. En el anterior capítulo se presentó que los sensores magnéticos cuya resistencia eléctrica varía por la influencia de un campo magnético externo reciben el nombre de sensores magnetorresistivos. Su funcionamiento se basa en el efecto magnetorresistivo anisotrópico (AMR), efecto magnetorresistivo gigante (GMR) y el efecto magnetorresistivo túnel (TMR). Los sensores AMR son los más veteranos y por eso tienen un mayor índice de aplicabilidad. En cuanto a las tecnologías GMR y TMR están empezando a ser transferidas de los laboratorios al sector productivo en aplicaciones donde los requerimientos de funcionamiento se imponen al coste de fabricación. La Tab. 2-1 resume las principales características de las diferentes tecnologías en condiciones de trabajo normales (temperatura ambiente y baja intensidad de campo magnético).

En la evolución de ingresos referentes a los sensores magnéticos en el sector de automoción de la Fig.2-1 muestra que el 85 % del mercado lo cubren los sensores de efecto Hall, mientras que el 15% de la demanda restante es para los sensores MR, siendo actualmente un 13% para la tecnología AMR y un 2 % para la tecnología GMR. Las expectativas de crecimiento de los sensores MR presentan un 9 % anual, desplazando así potencialmente a los sensores empleados tradicionalmente como interruptores, potenciómetros o codificadores de posición. Igualmente la industria de consumo y entretenimiento multimedia son sectores en constante crecimiento donde también existe una demanda de sensores MR debido a su reducido tamaño y peso. Por último mencionar el auge de la

bioingeniería donde todos los tipos de nanosensores son llamados a participar. Al ser un mercado joven no hay tecnologías preestablecidas con las cuales competir facilitando la introducción al sistema productivo de tecnologías de vanguardia.

Tab. 2-1. Comparativa de las diferentes técnicas de sensado magnetorresistivas. Los datos son valores típicos de ámbito general.

Característica	AMR	GMR	TMR
Complejidad	Baja	Alta	Alta
Tamaño	Normal	Bajo	Muy bajo
MR (%)	3	7	40
Resistencia	Normal	Normal	Alta

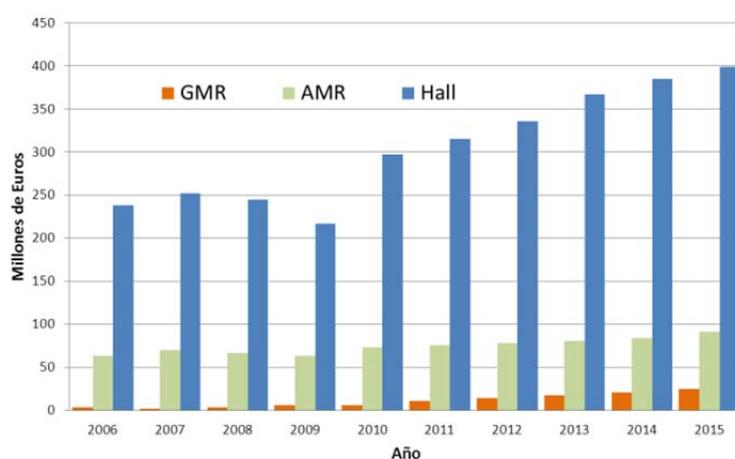


Fig.2-1. Evolución de los ingresos para los sensores magnéticos en el sector de la automoción [3].

A continuación se presenta algunos ejemplos de aplicaciones clásicas y emergentes donde los sensores MR son aplicados. La tecnología adecuada en cada caso depende de los pros y contras específicos de cada aplicación final. Para aplicaciones a corto plazo la tecnología AMR y GMR son soluciones adecuadas, mientras que para futuras aplicaciones se deberá tener en cuenta la tecnología TMR. Todo ello dependerá de las estrategias a largo plazo adoptadas por los fabricantes y el mercado.

2.1 Almacenamiento digital de datos

La aplicación de los sensores MR con mayor demanda es el mercado de almacenamiento de datos masivo (discos duros). La revolución de los sensores MR tras el descubrimiento del efecto GMR es la

responsable del gran avance en su capacidad de almacenamiento [4]. Los sensores AMR reemplazaron las cabezas inductivas al principio de los años noventa, IBM comercializó el primer disco duro con una cabeza lectora basada en tecnología GMR en 1998, mientras que la tecnología TMR está siendo usada desde el año 2005. La miniaturización de los sensores MR ha permitido aumentar progresivamente la densidad de almacenamiento, en otras palabras, ha provocado el vertiginoso progreso en la capacidad de almacenamiento de los discos representado en la Fig.2-2.

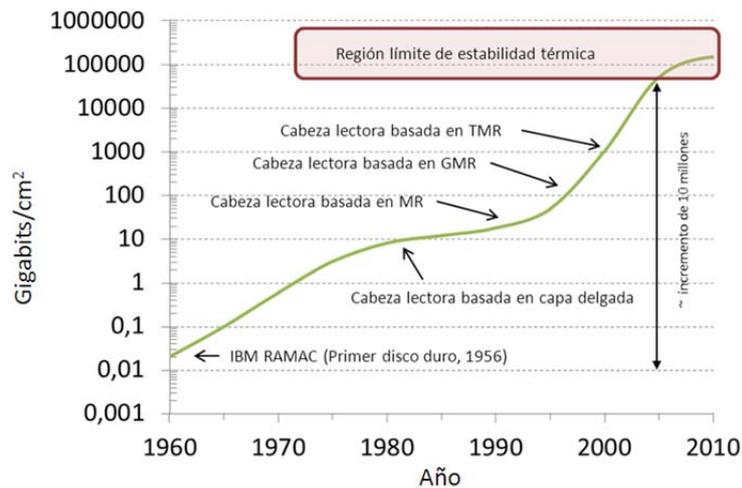


Fig.2-2. Evolución de la capacidad de almacenamiento de los discos, [5].

La velocidad de acceso a la información en los discos duros está limitada por la necesidad de desplazar mecánicamente la cabeza lectora. Únicamente las memorias de estado sólido del tipo DRAM y SRAM son capaces de realizar el proceso de lectura y escritura en un tiempo del orden de nanosegundos. Remarca que este tipo de memorias son memorias volátiles y necesitan mantener la carga de los condensadores (DRAM) o la polarización de los transistores (SRAM). Las memorias flash son capaces de mantener la información (no-volátil), sin embargo tienen un tiempo de acceso lento del orden de microsegundos y además tienen un número limitado de ciclos de lectura-escritura. Las nuevas memorias magnéticas MRAM (Magnetic Random Access Memory) [6, 7] son una nueva tecnología que puede cubrir el hueco entre las tecnologías anteriores. La velocidad de acceso de la memoria MRAM es mayor que las memorias flash y no necesitan un suministro de energía constante para retener los datos.

Las memorias MRAM usan el magnetismo en lugar de la electricidad para almacenar la información. Éstas basan su funcionamiento en la tecnología TMR, aquí no se trata propiamente de sensores MR pues la célula básica actúa como medio de almacenamiento y sensor al mismo tiempo. La arquitectura de una memoria MRAM se puede ver en la Fig.2-3. Su célula básica de almacenamiento consiste en una estructura TMR con una capa inmóvil y una capa libre, esta última recibe el nombre de capa de almacenamiento. El proceso de escritura de un bit consiste en fijar el vector de magnetización de la capa de almacenamiento mediante un campo magnético. Por otro lado, la operación de lectura se realiza midiendo la resistencia de la estructura TMR, según sea su valor de resistencia alto o bajo, equivale a un 1 ó 0. Cuanto más grande sea el efecto TMR mayor es la diferencia entre baja y alta resistencia correspondiente a los dos estados del bit.

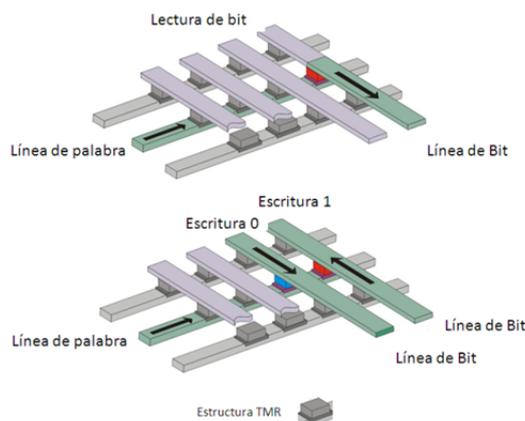


Fig.2-3. Arquitectura de una memoria del tipo MRAM. Ilustración del proceso de lectura y escritura de 1 bit.

2.2 Automoción y sensores angulares de gran velocidad

Las tres tecnologías de sensado magnetorresistivas están siendo empleadas actualmente en distintas aplicaciones del sector de la automoción: detección de la posición de las válvulas del motor, medida de la velocidad del cigüeñal o las ruedas, control de motores eléctricos sin escobillas, ángulo de la dirección o como brújula en sistemas de navegación, entre otras.

Los sensores TMR son aplicados para la medida sin contacto de la velocidad de las ruedas del vehículo como entrada de los sistemas antibloqueo (anti-blocking system, ABS). La disposición de uno o varios polos magnéticos en el eje de la rueda genera un campo magnético alterno cuya frecuencia es proporcional a la velocidad de rotación de la rueda (codificador magnético). En este tipo de aplicaciones son muy importantes las dimensiones del sensor y la distancia entre el sensor y el eje de rotación. Debido a la alta sensibilidad de los sensores MR esta distancia se puede aumentar mejorando las tolerancias en la fabricación mecánica del sistema. Por ejemplo en [8] la sensibilidad del sensor TMR propuesto es 3 veces mayor que la tecnología GMR y 10 veces mayor que los sensores AMR y efecto Hall. El aumento de sensibilidad permite aumentar la distancia de sensado pasando de 2 mm a 5 mm. Este factor incide directamente en el encapsulamiento del sensor, no siendo necesario encapsulamientos ultra finos o preformados que se ajusten a las necesidades del montaje.

En aplicaciones relacionadas con motores eléctricos, turbo-cargadores, micro-turbinas de gas o cilindros neumáticos de alto rendimiento se tiende hacia el uso de altas velocidades de rotación. En este tipo de aplicaciones es muy importante el gran ancho de banda de los sensores MR, que se extiende desde continua hasta el rango de los MHz [9]. Un valor típico de frecuencia de corte es 100 kHz. Otra característica de los sensores MR muy atractiva para éste y otros sectores es su alta resolución, robustez y miniaturización. En comparación con los sensores inductivos la ventaja principal de los sensores MR es su capacidad para medir directamente el campo magnético H (o flujo magnético B), mientras que los sensores inductivos miden la derivada temporal dB/dt . Es por ello que los sensores MR no necesitan de un circuito integrador y por lo tanto su sensibilidad es independiente de la velocidad de cambio del campo magnético. Frente a los sensores ópticos los sensores MR

pueden usarse en condiciones donde los sensores ópticos no podrían emplearse, como por ejemplo, en entornos de alta temperatura o contaminados con aceite, grasas, polvo o agua. Por último, los sensores MR pueden medir de forma pasiva en máquinas donde la pieza sea de material ferromagnético. La empresa Sensitec comercializa un sensor MR de detección de dientes en piezas mecánicas. Su principio de funcionamiento se ilustra en la Fig.2-4, el sensor está compuesto por un imán fijo y dos puentes de Wheatstone que permiten la medida incremental/decremental. El principio de funcionamiento se basa en la detección mediante los sensores MR de la deformación de las líneas de campo magnético producida por los dientes de la pieza mecánica. Este mismo mecanismo se emplea en la Fig.2-5 para monitorizar la posición de las válvulas de los motores de combustión en su fase de test [9]. Al cilindro de la válvula se le mecanizan unas muescas en sentido transversal para medir el desplazamiento vertical y muescas en sentido longitudinal para medir la rotación existente.

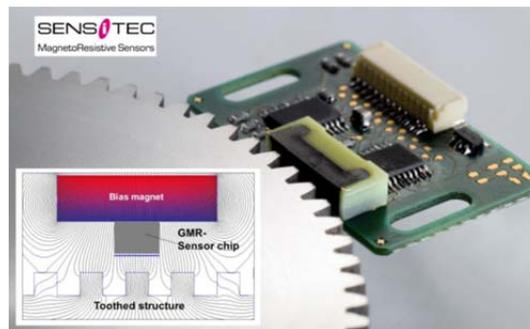


Fig.2-4. Sensor de diente comercializado por la empresa Sensitec.

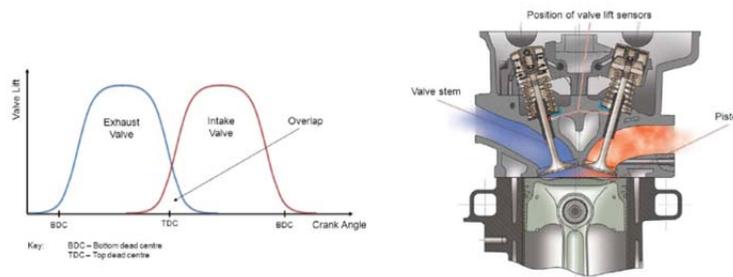


Fig.2-5. Monitorización de la posición de las válvulas del motor de un vehículo, [9]. a) evolución de la posición de las válvulas durante un ciclo de funcionamiento del motor. b) sección transversal de los cilindros de un motor.

2.3 Robótica y detección

Los sensores MR pueden formar parte de robots industriales como los proporcionados por el fabricante Kuka [10], por citar algunas aplicaciones se pueden localizar en el sistema de posición, monitorización de par o en el sistema de colisión. Las ventajas de los sensores MR son su peso < 50 gramos y el aumento de la distancia de detección que permite mayores tolerancias mecánicas durante la fabricación del robot.

En aplicaciones de autoguiado los sensores MR pueden reemplazar a los sensores inductivos empleados para el reconocimiento de marcas magnéticas preestablecidas en el área de trabajo. Frente a este método tradicional en [11], se presenta el principio de funcionamiento de un nuevo método de navegación por reconocimiento de las alteraciones en el campo magnético ambiente. Al igual que ciertos animales se guían por el campo terrestre, un robot puede guiarse mediante los campos magnéticos generados por la estructura del edificio o los equipamientos instalados.

Las aplicaciones de detección de vehículos siguen una línea similar a la anterior. En [12] se propone el uso de dos sensores GMR separados una distancia fija y conocida para medir la alteración local del campo magnético terrestre producida por las partes ferromagnéticas del vehículo. El ancho de banda de los sensores MR permite detectar la huella del vehículo incluso si se circula a alta velocidad. El posterior procesamiento digital puede estimar la velocidad del vehículo calculando el desfase entre las señales de los dos sensores, Fig.2-6. A partir de la huella del vehículo también es posible clasificar el tipo de vehículo [13, 14].

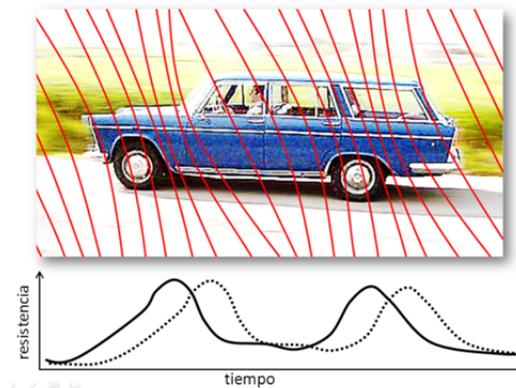


Fig.2-6. Representación de la alteración del campo magnético terrestre debido al paso de un vehículo. La gráfica inferior muestra las huellas magnéticas captadas por los sensores MR separados a una distancia fija.

2.4 Ensayos no destructivos

Los sensores MR presentan un gran potencial para modernizar la medida y control de campos magnéticos en ensayos no destructivos. Entre las técnicas de test no destructivos, las basadas en electromagnetismo o partículas magnéticas emplean mayoritariamente sensores inductivos o sensores de efecto Hall. En este tipo de aplicaciones es crucial disponer el sensor lo más próximo posible a la superficie a examinar. En este sentido, la alta sensibilidad de los sensores GMR mejora la distancia de detección. En [15] emplean sensores GMR para examinar el acabado de una tubería de acero permitiendo distinguir si los defectos se encuentran localizados en la parte interior o en la parte exterior de la tubería. Estas fisuras pueden llegar a ser críticas en gaseoductos. La técnica propuesta en la Fig.2-7 emplea tres sensores, uno próximo a la superficie y dos alejados de la superficie. Estos últimos miden el campo magnético de fondo para ser eliminado del sensor de superficie.

2.5 Multimedia y juegos interactivos

En el sector de entretenimiento interactivo existen algunas aplicaciones donde se necesita monitorizar los movimientos físicos del jugador. En [16] se propone monitorizar los movimientos en detalle de la mano y dedos mediante un guante multimedia. En cada dedo se dispone un sensor GMR para detectar su ángulo respecto un imán localizado en la parte superior de la palma de mano. La Fig.2-8 ilustra la disposición de componentes y cómo el guante, por ejemplo permite tocar el piano o la guitarra en el en el aire.

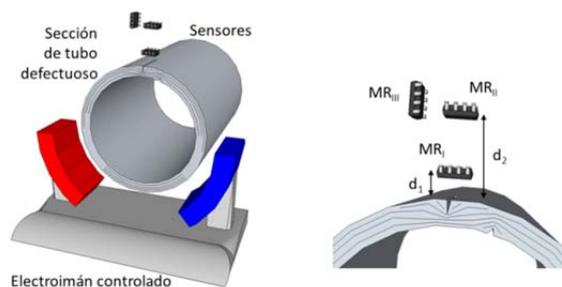


Fig.2-7. Localización de los sensores MR en una aplicación de test no destructivo.

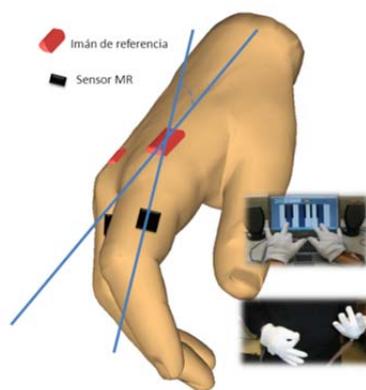


Fig.2-8. Disposición de los sensores MR para detectar la posición de los dedos.

2.6 Bioingeniería

La capacidad de los sensores MR de detectar campos magnéticos de baja intensidad es muy interesante en aplicaciones de biotecnología: salud, industria farmacéutica y análisis clínico.

Algunos sensores MR con gran sensibilidad han sido desarrollados para detectar campo magnético tales como la medida de señales provenientes del cerebro o el corazón [17], la detección de partículas nanométricas usadas para estudiar la movilidad gastrointestinal o monitorizar desplazamientos nanométricos de biomoléculas etiquetadas magnéticamente [18]. Los sensores MR empleados en

bioingeniería se pueden clasificar como sensores clásicos de estado sólido o como biosensores combinando la tecnología de estado sólido junto con la tecnología biológica.

Un ejemplo de aplicación en bioingeniería de los sensores MR en estado sólido es el propuesto en [19] para combatir el cáncer. La hipertermia es un tratamiento oncológico que consiste en aumentar de manera artificial y controlada la temperatura de los tejidos donde se localiza un tumor. En el intervalo de temperatura entre 40 °C y 47 °C se produce la muerte celular de las células cancerígenas, mientras que las células normales sobreviven. El método consiste en inyectar un fluido ferromagnético en la zona afectada y mediante un campo magnético externo de alta frecuencia elevar la temperatura del fluido por inducción. La Fig.2-9 ilustra el uso de una aguja que lleva insertada un minúsculo sensor GMR en la punta que posibilita medir la densidad del fluido ferromagnético antes y después de cada tratamiento.

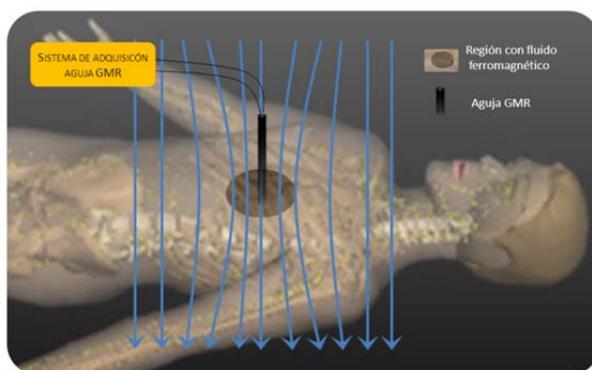


Fig.2-9. Esquema del tratamiento de hipertermia.

El objetivo de la aparición de los biosensores MR [20] para reconocimiento de biomoléculas es ofrecer una alternativa a las técnicas de fluorescencia. Este tipo de sistemas usan costosos equipos ópticos o escáneres fluorescentes para detectar las biomoléculas inmovilizadas en la superficie del sensor. La ventaja de los biosensores MR es su rápida respuesta, alta sensibilidad y su facilidad de integración. El biosensor MR se compone generalmente de un conjunto de sensores GMR o TMR, un conjunto de moléculas capaces de inmovilizar sus moléculas complementarias y una cámara de hibridación. La técnica de identificación más sencilla es la mostrada en la Fig.2-10.

La molécula a detectar se marca con una etiqueta magnética para que una vez en la cámara de hibridación e inmovilizada por su molécula complementaria, el sensor MR detecte la presencia del campo magnético generado por la etiqueta. Otra técnica alternativa [21] se ilustra en la Fig.2-11, ésta consiste en introducir las moléculas con una etiqueta bioquímica y una vez inmovilizadas, en un segundo paso, se introduce unas etiquetas magnéticas que se enlazan con la etiqueta bioquímica. Tras la limpieza de la cámara de hibridación los sensores detectan las etiquetas magnéticas inmovilizadas. La calidad de un biosensor MR depende de la sensibilidad biológica de los inmovilizadores y de la sensibilidad del sensor MR.

El tamaño de las biomoléculas etiquetadas es del orden de micrómetros o nanómetros, dimensiones semejantes al tamaño de los sensores MR [18], como ejemplo en la Tab. 2-2 se puede comparar los tamaños de los elementos MR y las partículas empleados por diversos grupos de investigación.

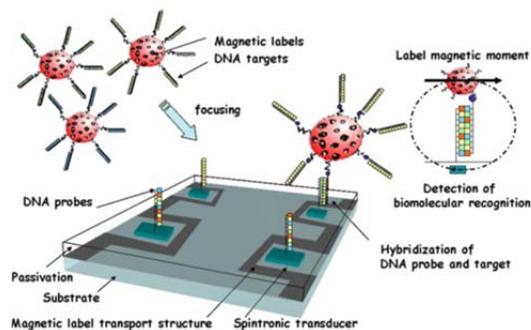


Fig.2-10. Reconocimiento biomolecular usando un biosensor MR [20] y moléculas previamente marcadas con un etiqueta magnética.

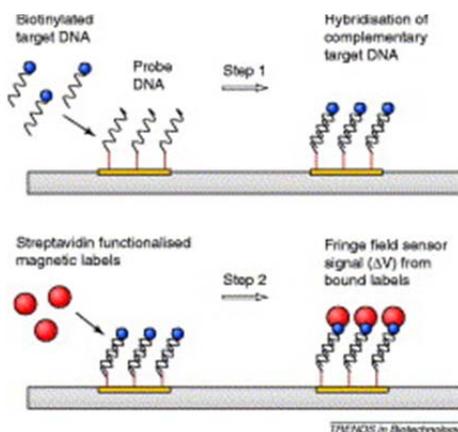


Fig.2-11. Reconocimiento biomolecular usando un biosensor MR [21] y moléculas marcadas a posteriori con un etiqueta magnética.

Tab. 2-2. Comparación de los biosensores MR desarrollados por varios grupos de investigación [18].

Institution and Site	Principal Investigators	Magnetic Particles	Sensor Technology	Sensor Passivation
NRL, Washington NVE, Eden Prairie	Whitman, LJ Tondra, M	Dynal M280 2.8 μm	GMR, Multi-Segment 1.6 x 8000 μm , 42 k Ω	Si_3N_4 250 nm
IST, Lisbon, Portugal	Ferreira, HA Freitas, PP	Nanomag-D 250 nm	SV, Single-Segment 2.5 x 100 μm , 1 k Ω	$\text{Al}_2\text{O}_3/\text{SiO}_2$ 100/200 nm
University of Bielefeld, Germany	Reiss, G Brueckl, H	Bangs CM01N 350 nm	GMR, Spiral 1 x 1800 μm , 12 k Ω	SiO_2 100 nm
Stanford University, Stanford	Wang, SX Pourmand, N	Miltenyi MACS 40 nm	SV, Multi-Segment 1.5 x 2800 μm , 45 k Ω	$\text{SiO}_2/\text{Si}_3\text{N}_4/\text{SiO}_2$ 20/20/20 nm
Brown University, Providence	Xiao, G	Dynal M280 2.8 μm	MTJ, Ellipse Patch 2 x 6 μm , 142 Ω	Au/SiO_2 200/200 nm
Philips Research, Netherlands	Prins, M	Ademtech 300 nm	GMR, Gradiometer 3 x 100 μm , 250 Ω est.	Unknown >1000 nm est.

2.7 Aviación

Las exigencias del sector de aviación no han permitido la entrada masiva de los sensores MR de nueva generación. Su potencial de aplicabilidad es sustituir los sensores de ángulo y posición que en la actualidad está dominado por transformadores, o RVDT/LDVT ('rotary voltage differential transformer / linear voltage differential transformer') de gran volumen y peso. La argumentación de estas tecnologías frente a los sensores MR es la cantidad de horas de vuelo acumuladas que proporcionan información sobre sus bondades y limitaciones. En contra, los sensores MR ofrecen bajo peso, reducido volumen y la posibilidad de trabajar con señales digitales.

2.8 Medida de magnitudes eléctricas

La descentralización de la generación eléctrica a través de pequeñas instalaciones de energía abre nuevas oportunidades en el campo de medida de la corriente eléctrica. En instalaciones de energía renovable el control de convertidores conmutados de potencia, la monitorización del estado de baterías y la tarificación de la energía consumida e insertada en la red son algunos ejemplos. Como alternativa o sustitutos de los sensores Hall, los sensores de corriente basados en tecnología MR están entrando progresivamente en el campo de medida de corriente eléctrica [22]. Los sensores de efecto Hall normalmente requieren de un anillo de hierro para concentrar las líneas de campo magnético en la zona del sensor. Este concentrador de flujo generalmente debe rodear al conductor de corriente eléctrica. En cambio, los sensores MR no necesitan el anillo concentrador debido a su alta sensibilidad. También existen sensores Hall que no necesitan que el conductor de corriente circule por el interior del anillo, pero requieren una distancia de medida muy reducida comparada con los sensores MR. En [23] se propone un sensor de corriente basada en tecnología AMR diseñado con un ancho de banda de DC hasta 500 kHz. El principio de medida de corriente eléctrica empleando sensores MR se presentará detalladamente en el Capítulo 3.

2.9 Resumen

La revisión de las aplicaciones de los sensores magnetorresistivos muestra que el ámbito de aplicabilidad es muy amplio y diverso. Se ha intentado exponer la situación de las tecnologías magnetorresistivas en los distintos campos de aplicación, en los inicios de la presente tesis, la tecnología TMR no se encontraba lo suficientemente madura para el desarrollo de aplicaciones lineales, mientras que se confirma la consolidación de la tecnología GMR en casi todos los ejemplos de aplicaciones recopilados. Por ello, el sensor de corriente de la presente tesis se basará en la tecnología válvula de espín. Por último, se ha introducido muy brevemente la aplicación de los sensores magnetorresistivos en la medida de corriente eléctrica que será tratada en profundidad en el siguiente capítulo 3 donde se presentarán las técnicas de medida de corriente eléctrica, explicando detalladamente sus ventajas e inconvenientes.

2.10 Bibliografia

- [1] J. E. Lenz, "A review of magnetic sensors", *Proceedings of the IEEE*, vol. 78, pp. 973-989, June, 1990.
- [2] P. Clarke, "Sensor market to grow 18.5% in 2008", *EE Times Europe*, March, 2008.
- [3] R. Dixon, "Market and prospect for automotive MR sensors", in *11th Symposium Magnetoresistive Sensors and Magnetic Systems*, Wetzlar, Germany, 2011, pp. 75-82.
- [4] P. G. A. Fert, "The 2007 Nobel Prize in Physics - Popular Information", *The Royal Swedish Academy of Sciences*, pp. 1-7, 2007.
- [5] R. Wood, "Future hard disk drive systems", *J Magn Magn Mater*, vol. 321, pp. 555-561, March, 2009.
- [6] R. C. Sousa and I. L. Prejbeanu, "Non-volatile magnetic random access memories (MRAM)", *Comptes Rendus Physique*, vol. 6, pp. 1013-1021, November, 2005.
- [7] S. Tehrani, "Status and outlook of MRAM memory technology (invited)", in *International Electron Devices Meeting, IEDM '06*. San Francisco, California, 2006, pp. 1-4.
- [8] C. Duret, J. Paul, B. Negulescu and M. Hehn, "TMR: A new frontier for magnetic sensing", in *11th Symposium Magnetoresistive Sensors and Magnetic Systems*, Wetzlar, Germany, 2011, pp. 23-30.
- [9] R. Slatyer and R. Buss, "Dynamic position measurement in high-speed applications using magnetoresistive sensors", in *11th Symposium Magnetoresistive Sensors and Magnetic Systems*, Wetzlar, Germany, 2011, pp. 154-164.
- [10] M. Kuschel, "Applications of MR-sensor-technology in lightweight robotics", in *11th Symposium Magnetoresistive Sensors and Magnetic Systems*, Wetzlar, Germany, 2011, pp. 68-74.
- [11] J. Haverinen and A. Kemppainen, "Global indoor self-localization based on the ambient magnetic field", *Robotics and Autonomous Systems*, vol. 57, pp. 1028-1035, 10/31, 2009.
- [12] J. Pelegrí, J. Alberola and J. R. Lajara, "Signal conditioning for GMR magnetic sensors: Applied to traffic speed monitoring GMR sensors", *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 137, pp. 230-235, July, 2007.
- [13] S. Kaewkamnerd, R. Pongthornseri, J. Chinrungrueng and T. Silawan, "Automatic vehicle classification using wireless magnetic sensor", in *IEEE International Workshop on Intelligent Data Acquisition and Advanced Computing Systems: Technology and Applications, IDAACS '09*. Rende, Italy, 2009, pp. 420-424.
- [14] J. Lan, Y. Xiang, L. Wang and Y. Shi, "Vehicle detection and classification by measuring and processing magnetic signal", *Measurement*, vol. 44, pp. 174-180, 1, 2011.
- [15] M. Kaack, T. Orth, G. Fischer and W. Weingarten, "Application of GMR sensors for the industrial inspection of seamless steel pipes", in *11th Symposium Magnetoresistive Sensors and Magnetic Systems*, Wetzlar, Germany, 2011, pp. 47-53.
- [16] C. Bur, E. Pignatelli, M. Barra and E. Tesfagiorgis, "Music glove - A novel, versatile human interface device for hand- and finger movement detection based on accelerometers and MR-sensors", in *11th Symposium Magnetoresistive Sensors and Magnetic Systems*, Wetzlar, Germany, 2011, pp. 99-106.
- [17] M. Pannetier-Lecoeur, L. Parkkonen, N. Sergeeva-Chollet, H. Polovy, C. Fermon and C. Fowley, "Magnetocardiography with sensors based on giant magnetoresistance", *Appl. Phys. Lett.*, vol. 98, pp. 153705, April, 2011.
- [18] S. X. Wang and Guanxiong Li, "Advances in giant magnetoresistance biosensors with magnetic nanoparticle tags: review and outlook", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 44, pp. 1687-1702, 2008.
- [19] S. Yamada, C. P. Gooneratne, M. Iwahara and M. Kakikawa, "Detection and estimation of low-concentration magnetic fluid inside body by a needle-type GMR sensor", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 44, pp. 4541-4544, 2008.
- [20] P. Freitas, R. Ferreira, S. Cardoso and F. Cardoso, "Magnetoresistive sensors", *J. Phys. : Condens. Matter*, vol. 19, pp. 165221, 2007.
- [21] D. L. Graham, H. A. Ferreira and P. P. Freitas, "Magnetoresistive-based biosensors and biochips", *Trends Biotechnol.*, vol. 22, pp. 455-462, 9, 2004.
- [22] P. Ripka, "Magnetic sensors and magnetometers", *Measurement Science and Technology*, vol. 13, pp. 645, 2002.
- [23] W. Schreiberr-Prillwitz and A. Nebeling, "Architecture of a new integrated AMR current sensor (IACS) system for a wide range of applications", in *11th Symposium Magnetoresistive Sensors and Magnetic Systems*, Wetzlar, Germany, 2011, pp. 23-30.

3 LAS TÉCNICAS DE MEDIDA DE LA CORRIENTE ELÉCTRICA

La medida de la corriente eléctrica es un tema clásico en la instrumentación electrónica. A lo largo de la historia de la electricidad y la era electrónica han ido apareciendo nuevas técnicas de medidas basándose en las nuevas aplicaciones derivadas de los descubrimientos en física [1]. En los primeros días de la electricidad, Ampère estudió la relación entre magnetismo y corriente eléctrica, aportando la conocida Ley de Ampère al electromagnetismo. Pocos años después Ohm (año 1826), partiendo de la pila de Volta (año 1800) y los estudios realizados por Ampère, introduce el concepto de resistencia como relación entre corriente y voltaje. En estas dos experiencias: fenómeno electromagnético y resistencia, se fundamentan la mayoría de los métodos de medida de corriente eléctrica.

En las siguientes líneas se repasarán los métodos tradicionales de sensado de corriente y se presentará el uso de los elementos magnetorresistivos como sensor de corriente. A pesar de que los sensores magnetorresistivos están siendo aplicados para la medida de corriente eléctrica [2-6] desde mediados de la década de los 90, en las revisiones de las técnicas de medida no suelen considerar la medida de corriente eléctrica basada en tecnología magnetorresistiva. En recientes revisiones [7, 8] publicadas en el año 2010 y 2009 respectivamente, ya se introduce el uso de sensores magnetorresistivos como una técnica de medida alternativa.

3.1 Resistencia shunt

Una forma intuitiva de medir la corriente eléctrica es hacer uso de la Ley de Ohm. Se basa en insertar una resistencia en serie y medir la caída de tensión entre sus bornes, tal y como muestra la Fig.3-2. El principal inconveniente de esta técnica es la disipación de potencia y la introducción de una tensión en modo común en el circuito, por eso esta técnica es inusual en medidas de alta corriente. Además si la resistencia serie no se encuentra referida a masa, obliga al uso de amplificadores operacionales con alto rechazo en modo común. Se trata de un método intrusivo por introducir una impedancia no

deseada en el circuito, impedancia que puede resultar crítica en transitorios provocando el mal funcionamiento de circuitos afines de baja tensión, como pueden ser puertas lógicas [9]. Otro inconveniente es la falta de aislamiento galvánico entre el sistema de medida y la línea de potencia. Como ventajas podemos citar su bajo coste, baja deriva térmica y la posibilidad de realizar medidas de corriente AC y DC. Por todo lo expuesto esta técnica es aceptable en aplicaciones donde la pérdida de potencia, el ruido y la falta de aislamiento no son requerimientos críticos.

Generalmente para la implementación de la resistencia serie se emplea una resistencia discreta [10] o la pista de un circuito impreso [11]. En aplicaciones de baja corriente se usan resistencias de precisión para garantizar la exactitud de la medida. Diversos fabricantes ofertan circuitos integrados específicos para la medida de corriente con resistencia serie capaces de soportar elevadas tensiones en modo común: AD8295, LT1996, INA168 entre otros [12, 13].

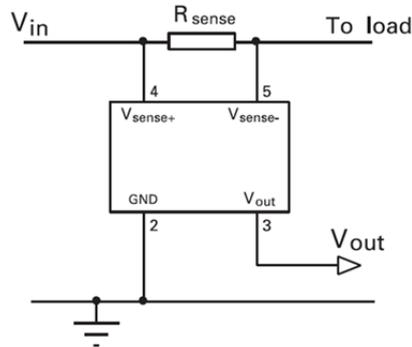


Fig.3-1. Ejemplo de un circuito para la medida de corriente basado en la técnica de resistencia shunt..

3.2 Transformador de corriente

Esta técnica se basa en el principio electromagnético de un transformador para convertir la alta corriente que circula por el devanado primario en una corriente proporcional y de menor intensidad que circula a través del devanado secundario.

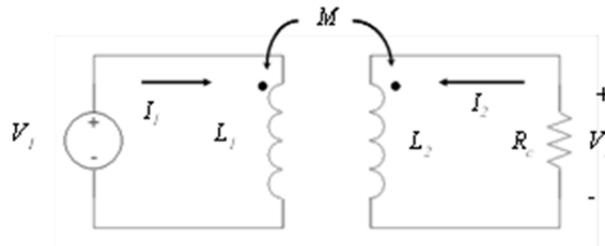


Fig.3-2.- Circuito eléctrico equivalente para el inductor de Rogowski-Chattock y el transformador de corriente.

El circuito eléctrico de un transformador de corriente es el mostrado en la Fig.3-2, se trata de un sistema de inductores acoplados en el cual el inductor primario L_1 está formado por una espira y el

secundario $L2$ por una gran cantidad de ellas. Entre ambos inductores existe una inducción mutua M y en particular el inductor $L2$ tiene conectado una resistencia externa de carga R_c . Esta resistencia permitirá considerar una corriente en la malla de secundario I_2 .

En el dominio de la transformada de Laplace (variable p), las ecuaciones que describen el sistema de inductores acoplados de la Fig.3-2 son:

$$V_1 = p \cdot L1 \cdot I_1 + p \cdot M \cdot I_2 \quad (3-1)$$

$$V_2 = p \cdot M \cdot I_1 + p \cdot L2 \cdot I_2 \quad (3-2)$$

Teniendo en cuenta la Ley de Ohm en la resistencia de carga R_c :

$$V_2 = -R_c \cdot I_2 \quad (3-3)$$

es posible obtener una expresión de la corriente de secundario I_2 mediante la sustitución de (3-3) en (3-2):

$$I_2 = -\frac{p \cdot M}{R_c + p \cdot L2} \cdot I_1 \quad (3-4)$$

Si se considera una resistencia de carga R_c de valor mucho más pequeño que la impedancia operacional que ofrece el inductor de secundario $p \cdot L2$, entonces el denominador de (3-4) puede aproximarse por su parte inductiva de forma que se tendrá:

$$I_2 = -\frac{M}{L2} \cdot I_1 \quad (3-5)$$

Recordando la expresión (3-6) que relaciona el coeficiente de acoplo K con el de inductancia mutua, M y las inductancias de primario y de secundario, $L1$ y $L2$ respectivamente y sustituyendo (3-6) en (3-5) y considerando un buen acoplo ($K \approx 1$) se puede obtener la expresión (3-7).

$$K = \frac{M}{\sqrt{L1 \cdot L2}} \quad (3-6)$$

$$I_2 = -\sqrt{\frac{L1}{L2}} \cdot I_1 = -\frac{1}{N2} \cdot I_1 \quad (3-7)$$

donde $N2$ es el número de espiras del arrollamiento de secundario $L2$. La ecuación (3-7) caracteriza eléctricamente el transformador de corriente. En este sistema se satisface plenamente la estimación de que $R_c \ll p \cdot L2$ pues la resistencia de carga conectada en su secundario ha de ofrecer baja impedancia (idealmente nula). Es conocido que si el secundario de un transformador de corriente se deja en circuito abierto, circulando por su primario una corriente $I(t)$, aparecen peligrosas sobretensiones en el secundario que cuanto menos pueden perforar el dieléctrico aislante de sus arrollamientos. Por otra parte, para reforzar la anterior estimación, el arrollamiento de secundario se realiza sobre un núcleo magnético de alta permeabilidad relativa μ_r ($\sim 10^4$) con objeto de implementar una gran inductancia de secundario, $L2$.

El transformador de corriente puede medir corrientes altas, sin embargo, el núcleo del transformador suele ser voluminoso y pesado. Cuando la corriente primaria presenta una componente continua elevada, el núcleo puede saturarse degradando la exactitud de la medida. Los transformadores de

corriente proporcionan además de la medida un aislamiento galvánico, pero introducimos una inductancia en el circuito, como tal impedancia provoca la aparición de tensiones en modo común. Se trata, por tanto, de un método intrusivo aunque proporciona aislamiento galvánico.

Algunos fabricantes como Epcos, LEM, Honeywell o FWBell entre otros, ofrecen sensores de corriente con un rango de medida desde baja intensidad 5-15 A, media intensidad 25-100 A hasta altas intensidades de varias kA.

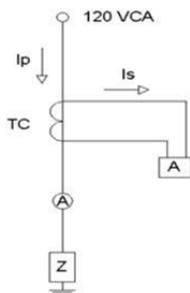


Fig.3-3. Transformador de corriente, [14].

3.3 Bobina de Rogowski

Esta técnica de medida se fundamenta en el principio físico descrito por Chattock en 1982 [15] para la medida de campos magnéticos, aunque es más conocido en la actualidad bajo el nombre de bobina de Rogowski debido al trabajo publicado por Rogowski y Steinhaus en 1912 enfocado a la medida de corriente eléctrica [16]. Sin embargo, es en las últimas décadas del siglo XX cuando esta técnica de sensado de corriente eléctrica despierta gran interés en diferentes campos de la ingeniería [17, 18]

La ventaja fundamental de esta técnica respecto del transformador de corriente es el aislamiento galvánico y la facilidad de uso. Una bobina de Rogowski es sencillamente un devanado con núcleo de aire y forma toroidal que rodea un conductor por el cual circula la corriente a medir [19].

La Ley de Ampère explica cómo se crea el campo magnético alrededor del conductor principal, mientras que la Ley de Faraday explica cómo debido a la variación de flujo magnético crea una diferencia de tensión entre los extremos de la bobina [20]. La tensión en bornes de la bobina de Rogowski viene dada por la expresión (3-8) donde n es la densidad de espiras por unidad de longitud, S es la sección que encierra cada espira y μ_o es la permeabilidad magnética del aire. La expresión indica que la tensión inducida en sus terminales es proporcional a la derivada temporal de la corriente que circula por el conductor.

$$V_o(t) = n \cdot S \cdot \mu_o \cdot \frac{dI(t)}{dt} \quad (3-8)$$

El ejemplo ilustrado en la Fig.3-4 se corresponde con la tecnología empleada por el fabricante Power Electronic Measurements Ltd'(PEM) para sus transductores de corriente. Su serie CWT es adecuada para la medida de corrientes AC desde 100 mA hasta 1 MA con frecuencias de trabajo desde 1 Hz hasta más allá del MHz dependiendo del modelo.

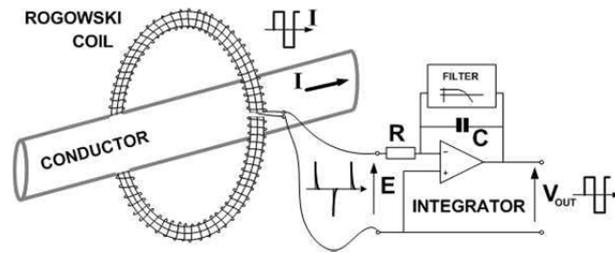


Fig.3-4. Esquema ilustrativo de una bobina de Rogowski y su electrónica de acondicionamiento, ('Power Electronic Measurements Ltd').

En las bobina empleadas por PEM como la mostrada en la Fig.3-4 y Fig.3-5 se caracterizan porque uno de los terminales del bobina retorna por el interior del propio bobinado hasta el otro terminal donde se conectan a un cable coaxial que conduce la señal hasta la electrónica de procesamiento. El extremo libre se cierra mediante un conector de plástico como el mostrado en la Fig.3-5, de esta forma el bobinado se puede instalar alrededor del conductor por el que circula la corriente a medir.



Fig.3-5. Detalle de conexión de un transductor de corriente del fabricante PEM.

Desde el punto de vista electrónico, para obtener una señal proporcional a la corriente se utiliza la bobina de Rogowski junto a un integrador, implementado normalmente por un circuito analógico de alta calidad [21]. El circuito de acondicionamiento mostrado en la Fig.3-4 es un integrador constituido por un amplificador operacional, con una resistencia de entrada R y un condensador C en el lazo de realimentación. La tensión de salida es:

$$V_{out} = \frac{1}{RC} \int v_o(t) dt \quad (3-9)$$

Donde $1/RC$ es la transimpedancia del circuito (V/A), a bajas frecuencias la transimpedancia del integrador se incrementa en teoría hasta volverse infinita cuando la frecuencia de la corriente es próxima a cero. Este efecto se traduce en una deriva DC inaceptable, por eso la transimpedancia del circuito a frecuencias bajas se limita mediante una red pasa alta en configuración paralela al condensador de integración del lazo de realimentación. Esta red disminuye la ganancia del integrador a bajas frecuencias mejorando la relación señal/ruido del sensor. Por otro lado, debido a las inductancias y capacidades distribuidas inherentes a la bobina de Rogowski, existe una frecuencia

superior de corte (generalmente > 1 MHz) por encima de la cual se atenúa la señal y se produce un cambio de fase significativo. El ancho de banda del integrador y la longitud del cable coaxial que conecta el integrador con la bobina también influyen en la frecuencia superior de corte [22].

En resumen, la bobina de Rogowski es aconsejable para medida de altas corrientes alternas con elevados transitorios de corriente. Al no tener un núcleo ferromagnético proporciona una buena linealidad y amplia respuesta en frecuencia [8]. Sin embargo, para medidas de corrientes continua, la calidad de la medida se ve mermada por la deriva de la tensión de offset del circuito integrador.

3.4 Efecto Hall

Esta técnica de medida se fundamenta en la experiencia observada por E.C. Hall en 1879 quién observó la aparición de una diferencia de potencial en los bordes de una placa metálica cuando circulaba por ésta una cierta corriente siendo sometida la placa metálica a un campo magnético perpendicular a ella. El efecto Hall es una consecuencia directa de la aplicación de la Fuerza de Lorentz a los portadores de carga eléctrica y fue observado inicialmente en metales. En la actualidad, son los materiales semiconductores y ciertos componentes derivados de los metales de transición los que se utilizan preferentemente para la fabricación de los elementos sensores [23, 24].

Considérese el bloque de material semiconductor homogéneo de tipo P (p-type semiconductor) mostrado en la Fig.3-6, éste tiene una longitud l mucho mayor que su altura W y un espesor t . A través de la muestra de material circula una corriente I en la dirección x -positiva y al mismo tiempo la muestra se encuentra en una región del espacio donde hay un campo magnético B orientado en la dirección z -positiva. Los portadores de carga en el semiconductor (huecos) al circular experimentan una fuerza cuya magnitud y dirección viene dada por la fuerza de Lorentz según la expresión (3-10).

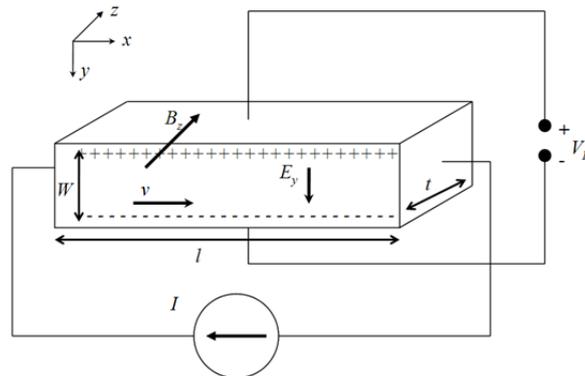


Fig.3-6. Ilustración del efecto Hall, [19].

$$\vec{F} = q \cdot \vec{v} \times \vec{B} \quad (3-10)$$

En el caso del ejemplo considerado, la fuerza que aparece sobre los huecos tiene sentido y positivo (hacia arriba). El resultado es la acumulación de portadores de carga positiva en la parte superior del material semiconductor. Esta acumulación provoca la aparición de un campo eléctrico E_y de manera

que como no hay circulación neta de corriente en la dirección vertical, la fuerza asociada a este campo eléctrico igualará a la generada por la expresión de Lorentz,

$$q \cdot E_y = q \cdot v_x \cdot B_z \quad (3-11)$$

y por tanto

$$E_y = v_x \cdot B_z \quad (3-12)$$

donde v_x es la velocidad de los portadores de carga en el interior del semiconductor. La aparición de este campo eléctrico es en sí el conocido efecto Hall. Si ahora se tiene en cuenta el espesor W del material semiconductor en la dirección y es posible observar la aparición de una tensión eléctrica llamada tensión de Hall V_H ,

$$V_H = E_y \cdot W = v_x \cdot B_z \cdot W \quad (3-13)$$

Como la velocidad de los portadores de carga en el semiconductor viene dada por la expresión:

$$v_x = \frac{I}{A} \cdot \frac{1}{q \cdot p} \quad (3-14)$$

donde p es la concentración de dichos portadores. Si se sustituye la ecuación (3-14) en la (3-13) es posible obtener:

$$V_H = \frac{I}{A} \cdot \frac{1}{q \cdot p} \cdot B_z \cdot W = R_H \cdot \frac{I \cdot B_z}{t} ; \quad R_H \equiv \frac{1}{q \cdot p} \quad (3-15)$$

El parámetro R_H recibe el nombre de coeficiente de Hall y es característico de cada material semiconductor. Si se considera un material con dimensiones geométricas del mismo orden y con contactos eléctricos dispuestos sobre él, entonces debe incluirse en (3-15) un factor de corrección G llamado factor de corrección de geometría [25, 26]. Con todo ello, se tiene finalmente una expresión (3-16) para la llamada tensión de Hall. Los factores que aparecen en ella constituyen el punto de partida para la fabricación de elementos y sensores Hall. En particular, la expresión del coeficiente de Hall R_H justifica la preferencia de materiales semiconductores frente a metales a la hora de conseguir niveles aceptables de tensión Hall V_H (la industria microelectrónica proporciona muy bajas concentraciones de portadores de carga). Por otra parte también es posible fabricar materiales semiconductores con un espesor t determinado de forma que se optimice al máximo la tensión de Hall que se genere.

$$V_H = R_H \cdot G \cdot \frac{I \cdot B_z}{t} \quad (3-16)$$

Los sensores Hall miden el campo magnético generado por la corriente a través de un conductor, pero a diferencia de los transformadores de corriente o resistencias serie, no es necesario interrumpir el conductor o interferir en el circuito de alguna manera. Los transductores Hall proporcionan un método no intrusivo y permiten realizar medidas con aislamiento galvánico [27]. El rango de medida va desde pocos miliamperios hasta varios kiloamperios.

Existen dos topologías en las cuales se basan el diseño de los transductores de corriente Hall: lazo abierto y lazo cerrado.

La topología en lazo abierto está representada esquemáticamente en la Fig.3-7. El hilo conductor es rodeado por un anillo magnético (concentrador) con un hueco donde se ubica un elemento Hall que genera una tensión Hall proporcional al flujo y por lo tanto proporcional a la corriente. Mediante una simple etapa de amplificación se obtiene la medida de la corriente eléctrica.

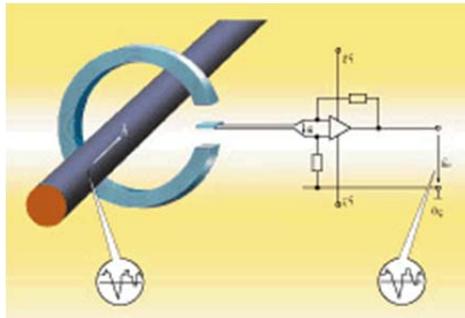


Fig.3-7. Transductor de efecto Hall en lazo abierto, (LEM corporation).

La configuración en lazo cerrado se corresponde con el esquema de la Fig.3-8 en la cual se incorpora un circuito de control realimentado a diferencia de la configuración en lazo abierto. El control consiste en generar una corriente de compensación que circula a través de un hilo arrollado en el concentrador con el fin de anular el flujo generado por la corriente a medir. Es decir busca obtener una tensión nula en el elemento Hall de tal forma que midiendo la corriente de compensación se obtiene un reflejo de la corriente a medir.

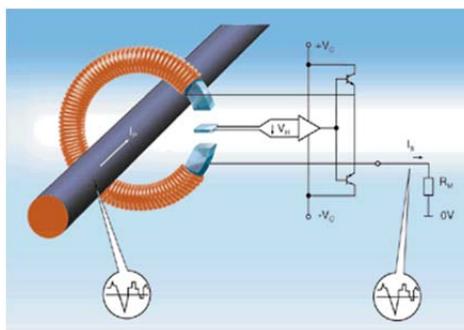


Fig.3-8. Transductor de efecto Hall en lazo cerrado, (LEM corporation).

La configuración en lazo abierto requiere una electrónica de acondicionamiento muy simple, en contraste con el circuito de control y la potencia consumida en lazo cerrado. El inconveniente en lazo abierto es su reducido ancho de banda (DC .. 25 kHz) frente a los 100 kHz o 200 kHz en lazo cerrado. La medida en configuración de lazo cerrado es recomendable para aplicaciones donde se necesita una buena exactitud.

Fabricantes como LEM o Sentron presentan una variada gama de sensores Hall de distintas topologías recopiladas en la Tab. 3-1. La tecnología Eta [28] combina la técnica de lazo abierto para optimizar medidas de corriente continua y la técnica en lazo cerrado para mejorar la medida de alterna. La serie LTS de LEM ofrece alimentación unipolar desde 5 V, rango de medida de ± 6 A, ± 15 A y ± 25 A, el

ancho de banda abarca desde dc hasta 100 kHz con atenuación de 0,5 dB y hasta 200 kHz con atenuación de 1 dB.

En los últimos años han aparecido en el mercado dispositivos Hall integrados en formato de montaje superficial que emplean concentradores de campo sin necesidad de rodear por completo a la corriente a medir [29]. Este tipo de sensores está indicado para la medida de corriente que circula a través de una pista de circuito impreso. Permiten la medida tanto de corriente continua como corriente alterna. Actualmente este tipo de sensores está siendo comercializado por los fabricantes LEM y Melexis [30].

Tab. 3-1. Comparativa de las tecnologías ofrecidas por el fabricante LEM.

	Open Loop	Closed Loop	Eta	IT-type	C-Type
Rango de medida ($\pm I_p$) A	0 - 5500	0 - 15000	0 - 300	0 - 600	0 - 150
Ancho de banda (kHz)	0 - 50	0 - 200	0 - 100	0 - 100	0 - 500
Exactitud típica @ (25C°)	$\pm 1 - 4 \%$	$<0,2 - 2,7 \%$	$\pm 1,4 \%$	$<0,005 \%$	$<0,3 \%$
No linealidad	$\pm 0,5$ to 1%	$0,1 \%$	$<0,8 \%$	$<1\text{ppm}$	$0,05 \%$

3.5 Magnetorresistencias

Las magnetorresistencias se basan en las distintas tecnologías descritas en el primer capítulo (AMR, GMR y TMR). Algunos autores [8, 31] utilizan las siglas XMR para hacer referencia a todas las tecnologías magnetorresistivas en conjunto. Así pues, los sensores XMR ofrecen en general mayor sensibilidad que los sensores de tecnología Hall, y por ello no requieren un concentrador de campo magnético alrededor del conductor de corriente. Su principal ventaja respecto el resto de técnicas de medida de corriente eléctrica es su capacidad de integración, reduciendo por tanto los costes de fabricación.

El principio de medida se fundamenta en el efecto electromagnético descrito en primer lugar por Oersted quién demostró que una aguja imantada se colocaba en dirección perpendicular a la dirección de un conductor por el que circulaba una corriente. Este fenómeno fue descrito posteriormente por la Ley de Biot-Savart que relaciona el campo magnético creado en un punto del espacio por una corriente eléctrica. La Fig.3-9 representa un hilo conductor de forma arbitraria por el que circula una intensidad de corriente I cuyo valor viene dado por la expresión (3-17) donde n es el número de cargas q que circulan por unidad de volumen, siendo A la sección del hilo y v_x es la velocidad de desplazamiento de las cargas.

$$I = q n \vec{v}_x A \quad (3-17)$$

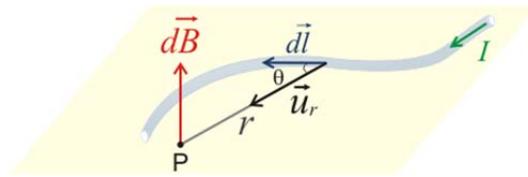


Fig.3-9. Campo magnético generado una corriente a través de un hilo conductor de forma arbitraria.

El campo magnético $d\vec{B}$ que crea el elemento de corriente de longitud $d\vec{l}$ en un punto P del espacio es el campo magnético (3-18) creado en ese punto por n cargas puntuales moviéndose a la velocidad de desplazamiento que contiene el elemento de corriente. Reorganizando la expresión (3-18) se puede llegar a la expresión (3-19) donde se puede identificar la expresión (3-17) y obtener la expresión (3-20).

$$d\vec{B} = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{n \vec{v}_x \times \vec{u}_r}{r^2} n A d\vec{l} \quad (3-18)$$

$$d\vec{B} = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{q n v_x A d\vec{l} \times \vec{u}_r}{r^2} \quad (3-19)$$

$$d\vec{B} = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{I d\vec{l} \times \vec{u}_r}{r^2} \quad (3-20)$$

Finalmente el campo total creado por el hilo en el punto P es la integral del campo creado por el elemento de corriente extendida a todo el hilo según la expresión (3-21).

$$\vec{B} = \frac{\mu_0}{4\pi} \int \frac{I d\vec{l} \times \vec{u}_r}{r^2} \quad (3-21)$$

En general esta integral es complicada de calcular, salvo para situaciones sencillas en que la forma del hilo que transporta la corriente tiene cierto grado de simetría. Para el caso concreto de un conductor rectilíneo de longitud infinita como el representado en la Fig.3-10 la solución de la expresión (3-21) en un punto del espacio a una distancia X del centro del conductor se puede escribir como (3-22) siempre que $X > r$, es decir que el punto se encuentra en el exterior del conductor. La representación del módulo del campo magnético a lo largo de eje perpendicular al hilo se muestra en la Fig.3-10.

$$H = \frac{I}{2\pi X} \quad (3-22)$$

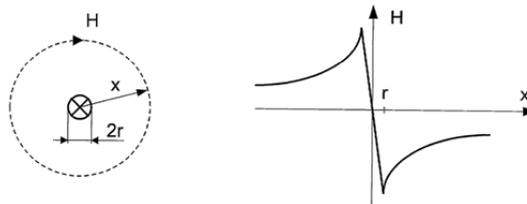


Fig.3-10. Campo magnético alrededor de un conductor de corriente circular.

Los sensores magnetorresistivos se pueden utilizar en diferentes configuraciones para la medición de corriente: sensor cerca del cable, sensor encima de una pista y corriente dentro del encapsulado del

circuito integrado. Un mismo sensor se puede configurar para medir pequeños campos magnéticos posicionando el conductor próximo al sensor, o se puede disminuir la sensibilidad del sensor aumentando la distancia al hilo conductor. Los factores que afectan a la precisión y exactitud del sensado son las tolerancias mecánicas (por ejemplo la distancia al conductor), la deriva térmica y la sensibilidad de la electrónica acondicionadora. También debe considerarse la presencia de campos magnéticos ajenos al generado por la corriente eléctrica en el entorno de la medida.

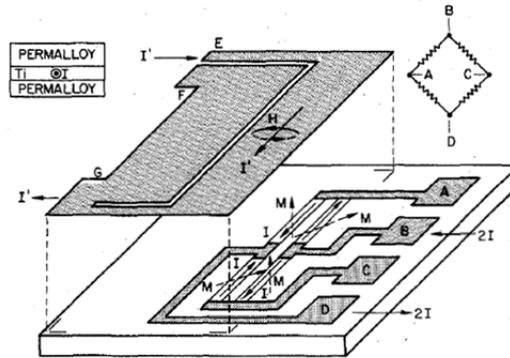


Fig.3-11. Arquitectura de un sensor de corriente basado en tecnología AMR con el conductor integrado.

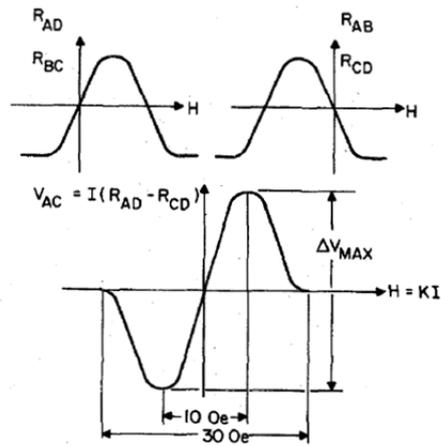


Fig.3-12. Curva magnética de los elementos sensores (parte superior) y de la tensión de salida del puente de Wheatstone (parte inferior), [32].

Es posible integrar el conductor de corriente junto al sensor MR para minimizar las tolerancias de las distancias que influyen en el sensado del campo magnético. En esta línea, en [18] se recopila una serie de ejemplos, casi todos basados en la tecnología AMR. La Fig.3-11 representa un ejemplo donde el conductor de corriente es microfabricado en una capa superpuesta a la capa que contiene los sensores MR [32], entre ambas capas hay una capa de aislamiento. La geometría de la pista de corriente con tres terminales implementa un divisor de corriente, de forma que este mismo sensor es capaz de medir corrientes de 50 mA y 250 mA en función de si la corriente circula desde el terminal

E hasta el G (50 mA) o circula desde el terminal E y F hasta el terminal G (250 mA). En ambos casos la corriente máxima que circula justo por encima de las magnetorresistencia genera un campo equivalente a $2,5 O_e$. La curva de magnetización teórica de los elementos sensores y la señal en tensión a la salida del puente de Wheatstone (terminales A y C) se puede observar en la Fig.3-12. La intensidad del efecto MR(%) es del 3% dada una resistencia de valor 350Ω para cada elemento MR.

La familia KMZ10 de sensores magnetorresistivos de Philips [33], consiste en cuatro resistencias de permalloy sensibles al campo magnético en configuración puente de Wheatstone. Presentan una resistencia equivalente de puente de aproximadamente $2 k\Omega$, la sensibilidad es de $4 (mV/V/kA/m)$ soportando tensiones de alimentación de 5 V a 12 V de tensión continua. El encapsulado es del tipo SOT195, comparable en tamaño a un regulador de tensión de baja potencia.

La serie AA de 'NVE corporation' posee una excelente respuesta en frecuencia para el sensado del campo magnético aunque no especifica dicha respuesta a la hora de medir corriente eléctrica. La resistencia equivalente del puente es de $5 k\Omega$ o $30 k\Omega$. Se encapsulan en formato SMD, siendo el elemento MR integrado más pequeño de $411 \mu m \times 1458 \mu m$ y el más grande $836 \mu m \times 1986 \mu m$.

Otro fabricante es 'Zetex semiconductor'¹, su gama ZMC-"isolated current measurement sensors" se encuentra disponible en DIL14, mediante tres pines de entrada y tres pines de salida se hace circular la corriente a medir a través de su conductor interno. Por supuesto, estos sensores también pueden medir el campo generado por la corriente de un conductor externo. Son capaces de medir hasta $\pm 20 A$ mediante su conductor interno, soportando sobrecorrientes de hasta 300 A durante un intervalo de tiempo de 10 ms. La frecuencia de operación especificada alcanza los 100 kHz. La resistencia equivalente del puente de Wheatstone se encuentra en torno a los 1800Ω .

Los fabricantes Sensitec y F.W.Bell ofrecen una familia de sensores basados en la tecnología AMR. Al igual que los ejemplos mencionados anteriormente, estos sensores también están dispuestos en configuración de puente de Wheatstone completo. Como muestra la Fig.3-13, su peculiaridad reside en el circuito de acondicionamiento [34]. Para mejorar la linealidad del sensor se integra una pista de aluminio ('compensation conductor') por la que circula una corriente generada por un circuito de control en lazo cerrado.

Como en la técnica de lazo cerrado explicada en los sensores Hall, el campo generado por esta corriente de compensación anula el campo generado por la corriente a través del conductor principal. El circuito de control varía la corriente de compensación de tal forma que la salida en tensión del puente de Wheatstone siempre es nula. El beneficio de este circuito es conseguir que el sensor magnetorresistivo trabaje en el mismo punto de operación y por tanto los problemas de no linealidad del sensor sean irrelevantes. La corriente a través del conductor de compensación es proporcional a la corriente que circula por el conductor principal. Esta corriente de compensación está disponible en el terminal de salida en corriente donde se conecta una resistencia de carga para tener la información en formato de corriente eléctrica. La caída de tensión en bornes de dicha resistencia es la salida en tensión del sensor. La familia NT-xx del fabricante Sensitec incluye sensores para corriente nominales de 5 A, 15 A, 25 A y 50 A.

¹ Al finalizar el presente trabajo de tesis estos sensores ya no están disponibles en el mercado por desaparición de la marca ZETEX.

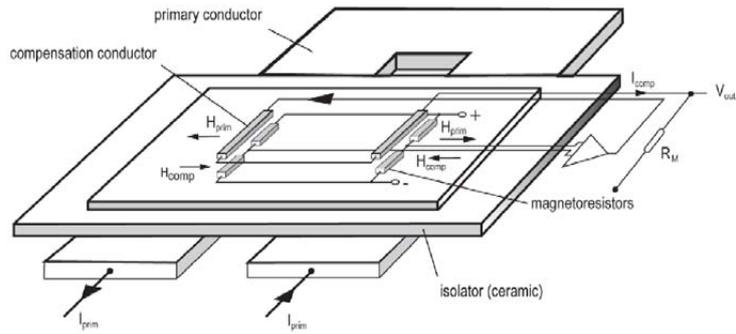


Fig.3-13. Sensor de corriente basado en tecnología AMR en configuración puente de Wheatstone y circuito de compensación en lazo cerrado, [34].

3.6 Resumen

A partir de los principios físicos de medida se han revisado las distintas técnicas para la medida de corriente eléctrica, en la Tab. 3-2 se resumen las características generales de cada una de ellas. Las magnetorresistencias poseen ventajas distintivas sobre todo en aquellas aplicaciones donde el coste del sensor no es una variable crítica. Las magnetorresistencias ofrecen un alto grado de integración, disipan poca potencia, ofrecen aislamiento galvánico y proporcionan un ancho de banda desde DC hasta 100 kHz. Todas estas características hacen de las magnetorresistencias una elección atractiva para la medida de corriente eléctrica.

En esta tesis se investiga el diseño, fabricación, caracterización de un sensor de corriente basado en tecnología de válvula de espín. En los últimos capítulos se verifica su aplicabilidad para la medida de corriente eléctrica en un convertidor de alta potencia y un amperímetro de sobremesa para laboratorio.

Tab. 3-2- Comparativa de las técnicas de medida de corriente eléctrica.

	Resistencia Serie	Transformador	Efecto Hall	Magnetorresistencia
AC and DC	Sí	No	Sí	Sí
Intrusivo	Sí	Sí	No	No
Aislamiento galvánico	No	Sí	Sí	Sí
Núcleo magnético	No	Sí	Sí	No
Tamaño	Pequeño	Grande	Grande	Pequeño
Coste	Muy Bajo	Medio	Alto	Alto
Saturación DC	No	Sí	Sí	No

3.7 Bibliografía

- [1] E. Favre and W. Teppan, "Current sensing in electric drives a future and history based on multiple innovations", *LEM Group*, 2005.
- [2] W. Andrä, S. Kühn and P. Pertsch, "Current measurements based on thin-film magnetoresistive sensors", *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 37-38, pp. 461-465, 8, 1993.
- [3] G. Laimer and J. W. Kolar, "Design and experimental analysis of a DC to 1 MHz closed loop magnetoresistive current sensor", in *Twentieth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC '05*. Austin, Texas, 2005, pp. 1288-1292 Vol. 2.
- [4] P. Mlejnek, M. Vopálenký and P. Ripka, "AMR current measurement device", *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 141, pp. 649-653, February, 2008.
- [5] P. E. Schneider, M. Horio and R. D. Lorenz, "Integrating giant magneto-resistive (GMR) field detectors for high bandwidth current sensing in power electronic modules", in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE '10*, Atlanta, 2010, pp. 1260-1267.
- [6] W. Schreiber-Prillwitz and A. Nebeling, "Architecture of a new integrated AMR current sensor (IACS) system for a wide range of applications", in *11th Symposium Magnetoresistive Sensors and Magnetic Systems*, Wetzlar, Germany, 2011, pp. 23-30.
- [7] A. Patel and M. Ferdowsi, "Current sensing for automotive electronics - A survey", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 58, pp. 4108-4119, 2009.
- [8] P. Ripka, "Electric current sensors: a review", *Measurement Science and Technology*, vol. 21, pp. 112001, 2010.
- [9] J. Balcells, *Interferencias Electromagnéticas En Sistemas Electrónicos*. Barcelona: Marcombo, 1992.
- [10] I. Caddock Electronics. Current sense resistors. 13 Dec 2011. Available: <http://www.caddock.com/>.
- [11] S. Ziegler, H. H. C. Iu, R. C. Woodward and L. J. Borle, "Theoretical and practical analysis of a current sensing principle that exploits the resistance of the copper trace", in *IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC '08*. Rhodes, Greece, 2008, pp. 4790-4796.
- [12] Anonymous "Application note 105: Current Sense Circuit Collection", *Linear Technology*, 2005.
- [13] D. Marsh, "Sensors and ICs simplify current measurements", *EDN-Europe*, pp. 18-26, May. 2005.
- [14] T. Wildi, R. Navarro Salas and L. M. Ortega González, *Máquinas Eléctricas Y Sistemas De Potencia*. México: Pearson educación, 2007.
- [15] A. P. Chattock, "On magnetic potentiometer", *Philosophical Magazine*, vol. 24, pp. 94-6, 1887.
- [16] W. Rogowski and W. Steinhaus, "Die messung der magnetischen spannung", *Archiv Für Elektrotechnik*, vol. 1, pp. 141-150, 1912.
- [17] D. A. Ward and J. L. T. Exon, "Using Rogowski coils for transient current measurements", *Engineering Science and Education Journal*, vol. 2, pp. 105-113, 1993.
- [18] S. Tumanski, *Thin Film Magnetoresistive Sensors*. Bristol: Institute of Physics, 2001.
- [19] L. Leija, *Métodos De Procesamiento Avanzado E Inteligencia Artificial En Sistemas Sensores Y Biosensores*. Barcelona: Reverté, 2009.
- [20] M. Argüeso, "Estudio de una bobina de Rogowski como sonda detectora de pulsos de alta frecuencia." *Universidad Carlos III De Madrid*, Febrero, 2005.
- [21] M. Faifer and R. Ottoboni, "An electronic current transformer based on rogowski coil", in *IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference Proceedings, IMTC '08*. Victoria, BC, Canada, 2008, pp. 1554-1559.
- [22] W. F. Ray and C. R. Hewson, "High performance rogowski current transducers", in *Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference, 2000*, Roma, Italy, 2000, pp. 3083-3090 vol.5.
- [23] G. L. Pearson, "A magnetic field strength meter employing the Hall effect in Germanium", *Review of Scientific Instruments*, vol. 19, pp. 263-265, 1948.
- [24] R. C. Gallagher and W. S. Corak, "A metal-oxide-semiconductor (MOS) Hall element", *Solid-State Electronics*, vol. 9, pp. 571-580, 5, 1966.
- [25] G. Dehmel, *Magnetic Field Sensors: Induction Coil (Search Coil) Sensors*. Germany: Wiley-VCH Verlag GmbH, 2008.
- [26] P. Ripka, *Magnetic Sensors and Magnetometers*. Boston: Artech House, 2001.
- [27] J. Usack and J. Melvin, "Modern current sensing in power electronics architectures", *Power Electronics Europe*, vol. 5, 2000.
- [28] S. Rollier, H. Dieter and B. Richard, "New solutions for current measurements", *Power Electronics Europe*, vol. 4, 2001.
- [29] S. Rollier, B. Richard and D. Jobling, "Surface mount current transducer open new applications", Tech. Rep. Special Report - White Goods Part II, December. 2007.
- [30] Melexis, "Linear Hall IC", 16 Dec, 2011.
- [31] M. Meyer, "Chances of XMR-sensors in automotive applications", in *11th Symposium Magnetoresistive Sensors and Magnetic Systems*, Wetzlar, Germany, 2011, pp. 107-114.

- [32] C. Bajorek, S. Krongelb, L. Romankiw and D. Thompson, "A permalloy current sensor", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 12, pp. 813-815, 1976.
- [33] Philips, "Magnetoresistive sensors for magnetic field measurement", *Philips Semiconductor*, September, 2000.
- [34] H. Lemme and A. Friedrich, "The universal current sensor", *Sensorsmag*, May. 2000.

4 SENSORES DE RESISTENCIA VARIABLE PARA LA MEDIDA DE TEMPERATURA

Probablemente la temperatura sea el parámetro físico más medido comúnmente por tener efectos sobre el comportamiento de los procesos y materiales a nivel molecular. La temperatura se define como la cantidad de calor en un objeto o sistema, estando ésta directamente relacionada con la vibración, fricción y colisión de partículas entre moléculas, a mayor temperatura, mayor energía molecular [1]. En esta tesis se pretende estudiar el comportamiento térmico de ciertas características eléctricas de los sensores magnetorresistivos diseñados y fabricados en el capítulo 5. En este sentido, el presente trabajo propone el estudio de un detector de temperatura basado en Rutenio integrado junto los sensores magnetorresistivos para la monitorización in-situ de la temperatura. Por ello, a continuación se presentan los sensores de resistencia variable para la medida de la temperatura haciendo especial mención a los detectores de temperatura resistivos de capa delgada.

4.1 Sensores de temperatura resistivos

Los sensores resistivos de temperatura se basan en un conductor o semiconductor donde la variación de la resistencia eléctrica es proporcional a una variación de la temperatura. Dependiendo del material y su linealidad con respecto de la temperatura, los sensores de temperatura resistivos se pueden agrupar en dos familias: termistores y detectores de temperatura resistivos (RTD).

a) Termistores

Los termistores son resistencias sensibles a la temperatura implementadas con una aleación de semiconductores que típicamente consiste en una combinación de óxidos de Mn, Ni, Co, Cu y Fe entre otros. Este tipo de dispositivos presentan una característica de la resistencia eléctrica-temperatura no lineal. Existen dos tipos de termistores en función del signo de la sensibilidad. Los termistores cuya resistencia eléctrica aumenta en relación a un incremento de temperatura tienen un

coeficiente de temperatura positivo y se les denomina (PTC). En cambio, los termistores cuya resistencia eléctrica disminuye en relación a un incremento de temperatura tienen un coeficiente de temperatura negativo y se les denomina (NTC). Los termistores se suelen emplear en aplicaciones donde el rango de temperaturas de trabajo es estrecho, de forma que la respuesta no lineal correspondiente se minimiza. Algunos de los métodos de linealización de la característica resistencia-temperatura están basados en añadir al termistor bien en serie bien en paralelo una resistencia de un valor determinado. Para ello se tiene en cuenta diferentes criterios de diseño (punto de inflexión, método gráfico, método del ajuste de los tres puntos), [2]. La Fig.4-1 representa la función de transferencia o característica térmica y su respuesta linealizada para un termistor NTC genérico.

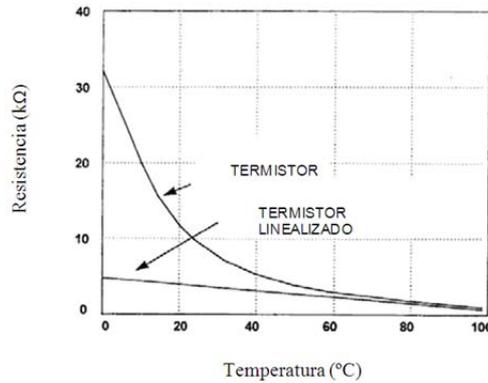


Fig.4-1. Características de un termistor NTC con y sin linealización.

Los termistores comerciales se encapsulan generalmente en un cuerpo cerámico cuyos valores nominales de resistencia suelen ser 2252 Ω , 5000 Ω y 10000 Ω [3]. Por ejemplo, un termistor cuya resistencia nominal es de valor 5000 Ω tiene aproximadamente una sensibilidad de 200 $\Omega/^\circ\text{C}$ a temperatura ambiente. Esta sensibilidad es mayor que la ofrecida por los tipos de detectores de temperatura resistivos que se presentarán más adelante. Otras ventajas de los termistores es su rápido tiempo de respuesta y reducido coste. En contra, tienen una característica no lineal haciendo necesario el uso de curvas de calibración para obtener las medidas.

Un caso especial de los termistores PTC son los sensores de temperatura de silicio. Estos sensores muestran una característica casi lineal comparada con la característica exponencial de otros tipos de termistores PTC. Por ello, en ocasiones se le denomina termistor lineal o silistor. Su fabricación empleando Silicio garantiza una respuesta estable en el tiempo convirtiéndolos en buenos candidatos para su utilización en aplicaciones de compensación de temperatura [4]. Este tipo de sensores se suele integrar en dispositivos microelectrónicos CMOS para compensar o medir directamente la temperatura.

Un ejemplo comercial de un silistor es la familia KTY del fabricante Philips. Su característica resistencia-temperatura representada en la Fig.4-2 tiene un coeficiente de temperatura que es aproximadamente constante en todo el rango de temperatura. El valor de la resistencia de la serie KTY viene dado por la siguiente expresión:

$$R_t(t^a) = R_{t_0}(1 + \alpha_1 (t^a - t_0) + \alpha_2 (t^a - t_0)^2) \quad (4-1)$$

donde α_1 y α_2 son los coeficientes de temperatura de primer y segundo orden. En el caso de una aplicación en la cual el rango de temperatura de trabajo es estrecho, el término de segundo orden se puede despreciar y el valor de la resistencia del sensor se aproxima mediante [5]:

$$R_t(t^a) = R_{t_0}(1 + \alpha_1(t^a - t_0^a)) \quad (4-2)$$

donde R_{t_0} es la resistencia del sensor a la temperatura de referencia t_0^a , y el factor α_1 es el coeficiente de temperatura de la resistencia $TC(R_t)$ calculado como la relación de resistencia a dos temperaturas conocidas:

$$\alpha_1 = \frac{R_{t_1} - R_{t_0}}{t_1 - t_0} \cdot \frac{1}{R_{t_0}} \quad (4-3)$$

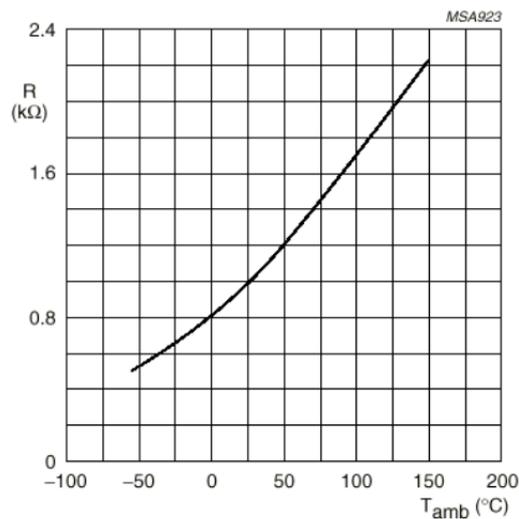


Fig.4-2. Característica de un sensor KTY del fabricante Philips.

Tab. 4-1. Principales especificaciones de la familia KTY del fabricante Philips.

Tipo	R25°C (Ω)	Tolerancia disponible (ΔR)	Rango de Temperatura (°C)	α_1 (K ⁻¹)	Encapsulado
KTY81-1	1000	±1% a ±5%	-55° a 150°	$7,874 \cdot 10^{-3}$	SOD70
KTY81-2	2000	±1% a ±5%	-55° a 150°	$7,874 \cdot 10^{-3}$	SOD70
KTY82-1	1000	±1% a ±5%	-55° a 150°	$7,874 \cdot 10^{-3}$	SOT23
KTY82-2	2000	±1% a ±5%	-55° a 150°	$7,874 \cdot 10^{-3}$	SOT23
KTY83-1	1000	±1% a ±5%	-55° a 175°	$7,635 \cdot 10^{-3}$	SOD68
KTY84-1	1000	±3% a ±5%	-40° a 300°	$6,12 \cdot 10^{-3}$	SOD68
KTY85-1	1000	±1% a ±5%	-40° a 125°	$7,635 \cdot 10^{-3}$	SOD80

La Tab. 4-1 muestra algunas especificaciones de la familia KTY. En resumen se puede decir que tienen menor sensibilidad que los termistores, inconveniente que contrarrestan con su buena linealidad y estabilidad a lo largo del tiempo.

b) Detectores de temperatura resistivos

Un detector de temperatura resistivo (RTD) es una resistencia eléctrica que incrementa su valor proporcionalmente al incremento de temperatura. Los detectores de temperatura resistivos son aquellas resistencias dependientes de la temperatura fabricadas con materiales conductores a diferencia de los materiales semiconductores empleados en los termistores. Aunque todos los materiales conductores pueden emplearse para la fabricación de un RTD, el platino es el metal empleado casi en exclusiva debido a su respuesta lineal, estabilidad temporal y durabilidad [6].

Una recopilación de las principales características del Platino y otros materiales empleados en la fabricación de sensores RTD se puede ver en la Tab. 4-2 [3]. Los metales como el níquel, cobre o aleaciones de níquel-cobre tienen un rango de temperatura de trabajo bastante menor que el platino. El cobre tiene una variación de resistencia uniforme en el rango de temperatura cercana a los 25°C, pero tiene el inconveniente de presentar bajos valores de resistencia. El níquel ofrece mayores valores de resistencia y mayor sensibilidad que el resto de metales, sin embargo su uso se ve reducido por problemas relativos al deterioro químico. El platino es el metal más caro de todos, pero a su vez ofrece las mejores prestaciones en cuanto a precisión, estabilidad temporal y repetitividad, factores muy importantes en el mantenimiento de los sistemas industriales, sobre todo en el momento de reemplazar el sensor por otro nuevo.

Tab. 4-2. Especificaciones de los principales RTD según su material de fabricación.

Material	Rango de temperatura (°C)	TC(α_1) (%/°C a 25 °C)
Platino	-200 a +850	0,39
Níquel	-80 a 320	0,67
Cobre	-200 a +260	0,38
Níquel-acero	-200 a +260	0,46

La característica resistencia-temperatura de un sensor RTD basado en platino calibrado se puede expresar mediante la expresión (4-4) correspondiente a la mejor aproximación mediante mínimos cuadrados. El coeficiente térmico α_1 puede expresarse como +0.3679 %/C.

$$R = R_o(1.0036 + 0.003679(t^a - t_o^a)) \quad (4-4)$$

Esta expresión contiene un pequeño error de linealidad respecto de la característica real que si no se corrige, conlleva un error apreciable para temperaturas alejadas de la temperatura de 0 ° C. En tal caso, la expresión de segundo orden (4-5) proporcionar una mejor aproximación cuya desviación es menor que 0,01 °C.

$$R = R_o(1 + 0.003908(t^a - t_o^a) - 5,8 \cdot 10^{-7}(t^a - t_o^a)^2) \quad (4-5)$$

En las aplicaciones industriales y de investigación que requieren alta precisión es usual utilizar diferentes aproximaciones para temperaturas frías (< 0 °C) y calientes (> 0 °C). La aproximación de Callendar-van Dusen representa la característica del platino para dos rangos de temperatura: la aproximación (4-6) para el rango de temperaturas de -200 °C a 0 °C y la aproximación (4-7) para el rango de 0 °C a 360 °C. Las constantes A, B y C vienen determinadas por parámetros experimentales del platino utilizado para la construcción del sensor. Alternativamente, la aproximación de Callendar-van Dusen puede reescribirse como la expresión (4-8) donde los coeficientes A, B y C se corresponde con las expresiones (4-9), (4-10) y (4-11) respectivamente.

$$R = R_o(1 + A t^a + B t^{a^2} + C t^{a^3}(t - 100 \text{ }^\circ\text{C})) \quad (4-6)$$

$$R = R_o(1 + A t^a + B t^{a^2}) \quad (4-7)$$

$$R = R_o \left\{ 1 - \alpha \left[t - \delta \frac{t}{100} \left(\frac{t}{100} - 1 \right) - \beta \left(\frac{t}{100} \right)^3 \left(\frac{t}{100} - 1 \right) \right] \right\} \quad (4-8)$$

$$A = \alpha \left(1 + \frac{\delta}{100} \right) \quad (4-9)$$

$$B = -\alpha \cdot \delta \cdot 10^{-4} \quad (4-10)$$

$$C = -\alpha \cdot \beta \cdot 10^{-8} \quad (4-11)$$

Las constantes β , α y δ se calculan a partir de los valores de resistencia experimentales obtenidos a temperaturas negativas (< 0 °C, medias (\approx 100 °C) y altas respectivamente (> 260 °C). Estos parámetros varían en función de la normativa empleada para la calibración. En la Tab. 4-3 se muestran los parámetros característicos proporcionados por diferentes estándares.

Tab. 4-3. Cuadro comparativa de los parámetros característicos para sensores RTD proporcionados según el estándar utilizado para su calibración, [7].

Standards	Material	TCR (α)	Typical R_0 (Ω)	Callendar-Van Dusen Coefficient	Notes
IEC-751 DIN 43760 BS 1904 ASTM-E1137 EN-60751	Platinum	.003851	100 Ω 1000 Ω	A = 3.9083×10^{-3} B = -5.775×10^{-7} C = -4.183×10^{-12}	Most common RTDs
Low-cost vendor compliant RTD*	Platinum	.003750	1000 Ω	A = 3.81×10^{-3} B = -6.02×10^{-7} C = -6.0×10^{-12}	Low-cost RTD
JISC 1604	Platinum	.003916	100 Ω	A = 3.9739×10^{-3} B = -5.870×10^{-7} C = -4.4×10^{-12}	Used primarily in Japan
US Industrial Standard D-100 American	Platinum	.003920	100 Ω	A = 3.9787×10^{-3} B = -5.8686×10^{-7} C = -4.167×10^{-12}	Low-cost RTD
US Industrial Standard American	Platinum	.003911	100 Ω	A = 3.9692×10^{-3} B = -5.8495×10^{-7} C = -4.233×10^{-12}	Low-cost RTD
ITS-90	Platinum	.003928	100 Ω	A = 3.9888×10^{-3} B = -5.915×10^{-7} C = -3.85×10^{-12}	The definition of temperature

Los RTD de platino se fabrican utilizando filamentos o láminas de capa delgada encapsulados en una cerámica [8]. Las dimensiones del filamento o lámina de capa delgada se ajustan para obtener valores de resistencia nominales iguales a $100\ \Omega$ o $1000\ \Omega$ para un valor de $0\ ^\circ\text{C}$ de temperatura de referencia [9]. Los sensores de platino de $1000\ \Omega$ tienen la ventaja de incrementar la resolución por grado de temperatura, además los errores introducidos debido a las resistencias propias del cableado se minimizan. Los detectores de platino se construyen principalmente enrollando sobre un cilindro no conductor un delgado filamento de platino. Como muestra la Fig.4-3, este bobinado es encapsulado en el interior de una funda que protege y proporciona rigidez al sensor. Por otro lado, los sensores de platino fabricados microelectrónicamente se obtienen tras un proceso de deposición microelectrónica de una delgada capa de platino puro o alguna aleación de platino sobre un sustrato cerámico. La forma de serpentín de la resistencia es transferida mediante un proceso litográfico. Tras la definición del elemento entonces se deposita una película de cristal o material fotorresistivo para su protección, en la Fig.4-3 se puede observar el detalle de cómo los cables de conexión son protegidos por una silicona. La ventaja de los sensores de capa delgada es que se pueden conseguir altos valores de resistencia en un minúsculo espacio. La microfabricación de dispositivos RTD de capa delgada se desarrolló y perfeccionó en las últimas décadas del siglo XX, siendo el platino el material de referencia.

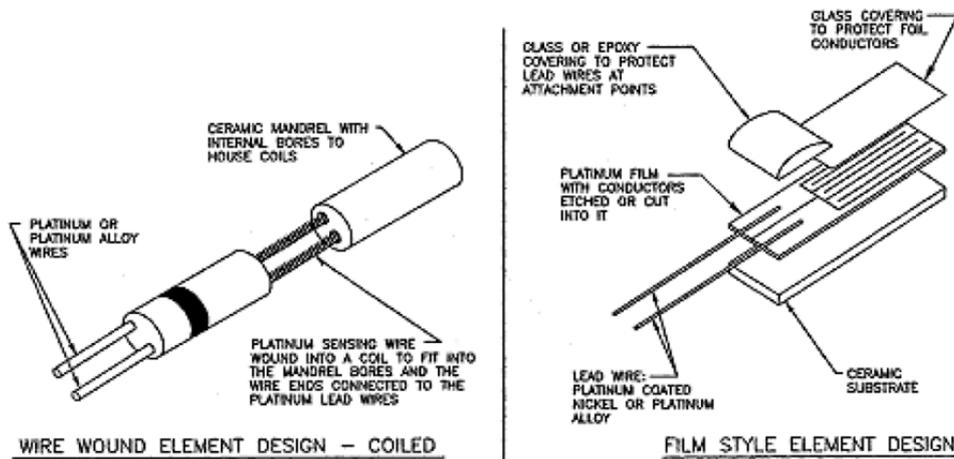


Fig.4-3. Dibujo de la estructura de dos RTD típicas: filamento (izquierda) y lámina de capa delgada (derecha), [8].

4.2 La medida de temperatura en sensores magnetorresistivos

El efecto de las variaciones de temperatura sobre el comportamiento de un sensor MR puede llegar a ser un factor en ciertas aplicaciones. En este sentido, en la literatura se encuentran disponibles varias soluciones a este problema. Por ejemplo, en [10] se propone monitorizar la temperatura de un sensor de corriente configurado en puente de Wheatstone utilizando una magnetorresistencia apantallada. El puente de Wheatstone magnetorresistivo está constituido por dos elementos válvula de espín sensibles al campo magnético y otros dos elementos apantallados. El inconveniente de esta técnica es que no presenta buena linealidad y solo se puede utilizar en un rango de temperaturas limitado.

La presente tesis investiga la posibilidad de fabricar un dispositivo RTD de capa delgada compatible con los procesos de fabricación de los sensores MR. En concreto se diseñará, fabricará y caracterizará un RTD de capa delgada basado en Rutenio. Éste es un elemento que pertenece al grupo de metales del platino y además es un componente común en las estructuras MR utilizado como capa conductora. El sensor RTD obtenido se empeará como instrumento fundamental para la caracterización térmica y se aplicará en la posterior compensación térmica del sensor de corriente MR, también desarrollada en el presente trabajo de tesis.

4.3 Bibliografía

- [1] F. John, "Chapter 20 - temperature sensors", in *Sensor Technology Handbook*, John S. Wilson, Ed. Burlington: Newnes, 2005, pp. 531-561.
- [2] R. Pallás and J. G. Webster, *Sensors and Signal Conditioning*. New York: John Wiley, 2001.
- [3] L. Leija, *Métodos De Procesamiento Avanzado E Inteligencia Artificial En Sistemas Sensores Y Biosensores*. Barcelona: Reverté, 2009.
- [4] J. Fraden, *Handbook of Modern Sensors*. New York: Springer Verlag, 2010.
- [5] Philips, "SC17 Temperature sensors", *Philips Semiconductor*, December, 1996.
- [6] D. Mathews, "Choosing and using a temperature sensor", *Sensorsmag*, January, 2000.
- [7] Anonymous "Resistance Temperature Detector (RTDs)", *National Instrument*, vol. 2013, pp. 370384N-01, .
- [8] D. Garvey, "So, what is an RTD?" *Sensorsmag*, August, 1999.
- [9] R. Desmarais and J. Breuer, "How to select and use the right temperature sensor", *Sensorsmag*, January, 2001.
- [10] E. R. Olson and R. D. Lorenz, "Integrating giant magnetoresistive current and thermal sensors in power electronic modules", in *Eighteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. APEC '03*. Miami, Florida, 2003, pp. 773-777 vol.2.

5 DISEÑO Y FABRICACIÓN

La transformación de la concepción mental de una solución en un prototipo pasa por una fase de diseño y una fase de fabricación [1]. El diseño trata de plasmar el pensamiento de la solución en base a predicciones de comportamiento teóricas, esbozos y análisis de diferentes alternativas. Es un proceso de creatividad e innovación que comprende distintas disciplinas, igualmente el proceso de fabricación es un camino multidisciplinar. En la fase de fabricación se describen las etapas y técnicas para la elaboración de las distintas piezas concebidas en la fase de diseño y su ensamblado.

En la presente tesis, la consecución de un prototipo del sensor de corriente y del detector de temperatura es un hito esencial para la exploración de las bondades y limitaciones de la solución propuesta en los capítulos sucesivos.

A continuación se describe el diseño y fabricación del sensor de corriente y del detector de temperatura. Los elementos sensores magnetorresistivos se muestran en detalle a partir de su estructura multicapa y sus ecuaciones de diseño, así mismo se expone el diseño del detector de temperatura, se presenta la configuración eléctrica de los sensores y su proceso de microfabricación. Por último, la arquitectura del sensor de corriente eléctrica ilustra las relaciones entre las dimensiones geométricas de las distintas piezas del diseño.

5.1 Diseño del sensor de corriente

En un detector de corriente ideal, una señal de corriente eléctrica produce una alteración de las propiedades físicas de un elemento sensor que proporciona una señal interpretable a través de un instrumento. El detector ideal no toma la energía del circuito por el cual circula la corriente eléctrica y además es inmune a las variables del entorno, tales como temperatura, humedad o interferencias electromagnéticas [2].

Buenas aproximaciones al sensor ideal de corriente son los casos expuestos en el capítulo de las técnicas de medida eléctrica. Cada tecnología propuesta tiene sus ventajas e inconvenientes

dependientes de la aplicación donde se realiza la detección de corriente. En este diseño se explora la tecnología espintrónica por ser una tecnología emergente y disponer al respecto de contados dispositivos en el mercado. El detector de corriente propuesto se basa en la tecnología magnetorresistiva del tipo válvula de espín. El objetivo es diseñar y fabricar un detector de corriente eléctrica que ofrezca alta sensibilidad, buena linealidad, baja histéresis y baja tensión de offset a la salida.

La propuesta del sensor de corriente de este trabajo está representada en la Fig.5-1, en ella se pueden ver sus principales partes: el sensor de corriente MR en configuración puente de Wheatstone, el conductor principal y el detector de temperatura. La técnica de medida de la corriente eléctrica empleada es la descrita en el apartado 3.5 fundamentada en la Ley de Biot-Savart.

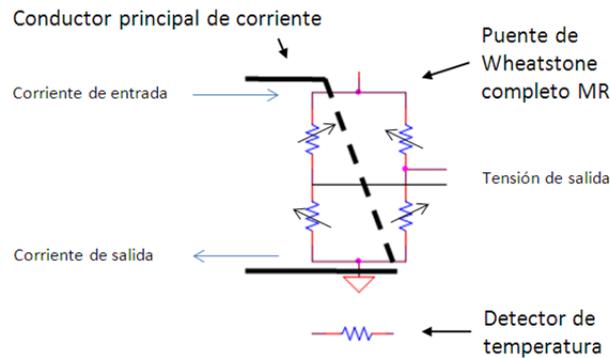


Fig.5-1. Partes constructivas a diseñar en el sensor de corriente.

La arquitectura del detector de corriente está fuertemente determinada por la topología del conductor de la corriente principal que genera el campo magnético a medir. En este diseño todos los elementos sensores que forman el puente de Wheatstone son fabricados con la misma orientación, como se verá el conductor eléctrico tiene forma de U para conseguir un puente con cuatro elementos activos, equilibrado y con salida diferencial.

Considerando que un nivel suficiente de corriente puede producir el calentamiento del conductor principal y por consiguiente el calentamiento de su entorno, en este diseño se propone integrar un detector de temperatura resistivo para monitorizar la temperatura en las proximidades de los sensores y así poder examinar la dependencia térmica de diferentes variables. En este sentido, se propone estudiar un nuevo detector de temperatura basado en Rutenio puro. La mayor ventaja del Rutenio es ser un metal de uso común en las estructura multicapa GMR, donde se emplea como capa no magnética [3].

a) Elementos sensores magnetorresistivos basados en válvula de espín

En el capítulo 1 se introdujeron las estructuras multicapa GMR. El objetivo de la presente tesis no fue el de comenzar a investigar desde cero una determinada estructura multicapa, sino que, apoyados en la experiencia aportada por el equipo de trabajo del INESC², seleccionar una tecnología MR lo

² Las tareas de diseño y microfabricación del presente trabajo se realizaron en colaboración con el 'Instituto de Engenharia de Sistemas e Computadores - Microsistemas e Nanotecnologias' (INESC-MN) de Lisboa. El autor

suficientemente consolidada como para poder desarrollar en la tesis las etapas posteriores de mejora de prestaciones y estudio de aplicabilidad del sensor. La elección de la tecnología válvula de espín frente a la tecnología de efecto túnel, fue debido al nivel de desarrollo y fiabilidad de los procesos de microfabricación en el momento de inicio de la tesis. Además, la tecnología TMR a pesar de ofrecer mayor grado de sensibilidad presentaba altos valores de histéresis para aplicaciones lineales.

La estructura multicapa empleada en el diseño del sensor fabricado en este trabajo está representada en la Fig.5-2. La capa libre está formada por Cu, NiFe y CoFe. La capa inmóvil está formada por CoFe, MnIr (lámina AFM) y NiFe. En la capa libre, la lámina de CoFe se inserta con dos intenciones: proporcionar altos ratios de GMR debido a la interfase CoFe/Cu, y actuar como barrera de difusión para el NiFe y el Cu. En la capa inmóvil, la lámina de CoFe se introduce como interfase para evitar malformaciones cristalinas. La capa inmóvil se debe al campo de acoplamiento de intercambio directo entre la lámina de material antiferromagnético (MnIr) y la lámina de material ferromagnético FM (CoFe). A pesar de la existencia de una capa no ferromagnética, lámina separadora (Cu), existe un acoplo ferromagnético indirecto entre la capa libre y la capa inmóvil que debe ser todo lo débil posible para que el vector de magnetización de la capa libre pueda girar sin dificultad. Este acoplamiento está controlado por la espesura de la capa separadora. En la parte superior e inferior de la estructura de la válvula de espín se introduce una capa de Ta para mejorar la textura de la superficie de deposición. Por último, se añadió una capa de TiW(N₂) en la parte superior que actúa como una capa de pasivación para proteger la estructura multicapa mostrada en la Fig.5-2.

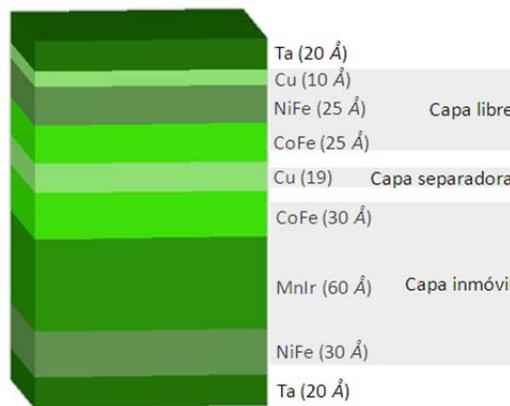


Fig.5-2. Estructura multicapa del elemento MR basado en válvula de espín propuesto (espesor en Å).

El valor de la resistencia de un elemento MR basado en tecnología válvula de espín sometido a un campo magnético externo H se puede expresar mediante la relación:

$$R = R_o + \Delta R(H) \quad (5-1)$$

colaboró con el equipo del INESC-MN liderado por Paulo Jorge Peixeiro de Freitas. Las líneas de investigación del grupo incluyen: estudio de nuevas estructuras GMR y TMR de capa delgada, cabezas MR para almacenamiento de datos de alta densidad, memorias no volátiles ('Magnetic RAM'), micromagnetismo y biosensores MR.

donde R_o es la resistencia en ausencia de un campo magnético y $\Delta R(H)$ es la variación de resistencia debida al campo magnético externo H . El valor de la resistencia nominal R_o se puede calcular a partir de la expresión (5-2) donde R_{\blacksquare} es la resistividad del material medida en configuración paralela, w la anchura de la lámina y h su altura.

$$R_o = R_{\blacksquare} \frac{w}{h} \quad (5-2)$$

Mientras que la variación de resistencia $\Delta R(H)$ para una estructura válvula de espín se puede reescribir utilizando las expresiones (1-9) y (1-10) como:

$$\Delta R(H) = GMR \cdot R_o \frac{H(I)}{H_o} \quad (5-3)$$

$$\text{Si } H(I) \leq H_o \rightarrow \cos^{-1} \frac{H(I)}{H_o} = (\theta l - \theta i) \quad (5-4)$$

$$\Delta R(H) = GMR \cdot R_o < \cos(\theta l - \theta i) > \quad (5-5)$$

Los datos característicos de la estructura multicapa empleada a partir de los cuales se diseñaron las dimensiones del elemento MR fueron proporcionados por el equipo de trabajo del INESC:

$$R_{\blacksquare} = 20 \frac{\Omega}{\blacksquare} \quad (5-6)$$

$$GMR = 8 \% \quad (5-7)$$

$$\text{Rango dinámico del campo magnético} \approx 5 \text{ kA/m} = 60 \text{ Oe} \quad (5-8)$$

$$\text{corriente de polarización} \approx [1..2] \text{ mA} \quad (5-9)$$

$$\frac{w}{h} > 10 \sim 20, \quad h \leq 3 \mu\text{m} \quad (5-10)$$

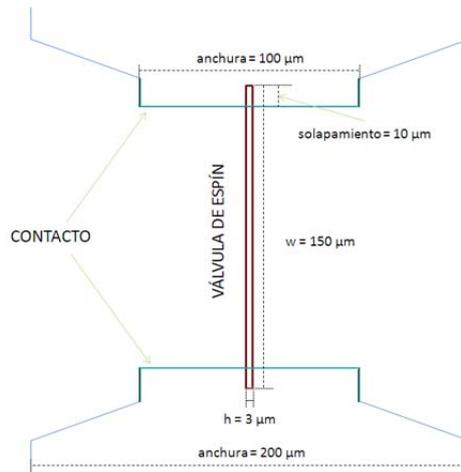


Fig.5-3. Dimensiones de la magnetorresistencia válvula de espín y sus terminales.

De acuerdo con las especificaciones anteriores y las ecuaciones de diseño, una lámina de área de $3\ \mu\text{m} \times 150\ \mu\text{m}$ tendría una resistencia nominal de $1000\ \Omega$, siendo su máximo y mínimo valor de resistencia igual a $1040\ \Omega$ y $960\ \Omega$ respectivamente. En la Fig.5-3 puede verse la máscara diseñada correspondiente a un elemento válvula de espín, en ella se observan también los terminales de las pistas de conexionado que se definieron con una anchura mínima de $200\ \mu\text{m}$ en su trazado y $100\ \mu\text{m}$ en sus extremos donde solapan $10\ \mu\text{m}$ la válvula de espín.

b) Conductor principal de corriente

El campo magnético a medir por los elementos sensores MR es el generado por la corriente que circula a través de un conductor. Como ya se ha mencionado, la topología del conductor principal de corriente determinará la localización de los sensores y la intensidad del campo generado sobre ellos.

Un requisito del diseño es obtener un sensor en configuración puente de Wheatstone con una tensión de offset baja. Esta tensión de offset es debido a las diferencias entre los valores nominales de la resistencia de los elementos sensores que forman el puente de Wheatstone. Estos desequilibrios son intrínsecos a los procesos de fabricación. Una forma de minimizar las diferencias entre los elementos sensores es microfabricar todos ellos en un mismo paso de deposición. Microfabricar un sensor MR en configuración puente de Wheatstone completo conlleva tener elementos sensores con sensibilidad opuesta³. Para conseguirlo se contemplaron tres posibilidades:

- Depositar dos elementos sensores, girar la oblea 180° y depositar otros dos sensores. Al depositar los elementos sensores en dos procesos de deposición, las características finales de las estructuras multicapa pueden variar debido a las tolerancias en la ejecución de los procesos de fabricación. Estos factores contribuyen a un aumento de las discrepancias entre los valores de resistencia de los elementos sensores que constituyen el puente de Wheatstone.
- Depositar todos los elementos sensores a la vez y posteriormente mediante mecanizado rotar los sensores manualmente. Esta opción mejora la relación entre los valores de resistencia de los elementos sensores, pero introduce un proceso de mecanizado manual que puede introducir discrepancias en el montaje entre las distancias de detección y por tanto entre la capacidad de sensado de cada elemento.
- Depositar todos los elementos sensores a la vez y mediante el conductor externo rotar el campo magnético. Esta es la opción adoptada en la presente tesis porque reduce las diferencias debidas al proceso de microfabricación y las desviaciones introducidas por el mecanizado. El proceso de microfabricación se simplifica a un solo paso de deposición. El inconveniente de esta modalidad es la cantidad de silicio necesario y no aprovechado para aumentar la densidad de fabricación.

La rotación del campo magnético se produce por la topología del conductor de corriente eléctrica principal. La Fig.5-4 representa una visión simplificada de los campos magnéticos generados por un conductor de corriente diseñado en forma de U. El diseño del conductor de corriente contempla entre otras variables, definir el material del conductor, la sección y las dimensiones de la U.

³ Durante el proceso de deposición de los materiales ferromagnéticos se aplica un campo magnético para conseguir la alineación del vector de magnetización del material.

Si la distancia de separación de la U es muy estrecha ($d_1 \approx d_2$) el campo efectivo se reduce debido a la interacción de los campos en sentido opuesto, en cambio, si la separación es grande ($d_1 \ll d_2$) se puede despreciar la influencia entre ambos pudiendo considerar un único campo. Como se puede observar en la representación de las simulaciones realizadas para tres distancias de separación, si la U es demasiado estrecha el campo efectivo sobre los elementos es menor que si la U es ancha.

Otra variable de diseño no menos importante es la distancia de separación entre el conductor y el elemento sensor. Variando esta distancia se puede adaptar el campo generado por un determinado rango de corriente para que se encuentre dentro de la respuesta lineal del elemento sensor descrito por su curva de magnetización. La representación gráfica de la Fig.5-5 ilustra la intensidad de campo para tres intensidades de corriente de valor 1 A, 10 A y 50 A en función de la distancia de separación d_1 entre la pista y el elemento MR.

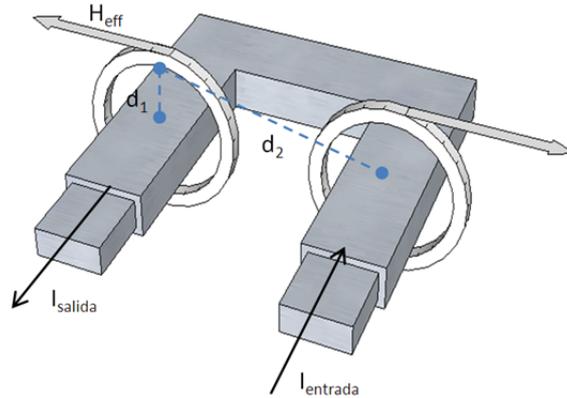


Fig.5-4. Simulación del conductor principal de corriente en forma de U.

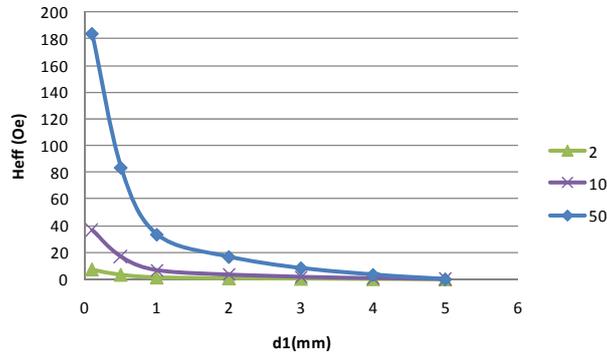


Fig.5-5. Fuerza del campo magnético para una corriente de 2 A, 10 A y 50 A en función de la distancia al conductor.

Las dimensiones del conductor principal también vienen determinadas por la intensidad de la corriente que circula a su través. En concreto, la sección del conductor se dimensiona en función de la intensidad de la corriente eléctrica, factor que determina su valor de resistencia y su calentamiento debido al efecto Joule.

De acuerdo a las normativas o Tab.s de recomendaciones, para una corriente de 50 Amperios la sección de un conductor de cobre debe ser 3 mm x 3 mm. No obstante, la cuestión a resolver en este punto es determinar las dimensiones del conductor de corriente para que dada una intensidad de corriente la temperatura de este no sobrepase cierto límite y haga que el conductor actúe como un fusible o provoque daños en el sensor magnetorresistivo. La temperatura máxima de trabajo del conductor de la presente tesis es de 150 °C, muy por debajo de la temperatura a la cual se funde el cobre (1000 °C).

Al considerar corrientes variables en el tiempo la resistencia del conductor aumenta debido al efecto película. Las corrientes de alta frecuencia se distribuyen en las regiones exteriores del conductor hasta el punto que a muy alta frecuencia tiene igual resistencia un conductor macizo que un conductor hueco [7]. Para conocer el área por el cual circula la corriente se debe analizar el valor de la profundidad de penetración δ [8] que se puede calcular mediante la expresión:

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu_0 \mu_r}} \quad (5-11)$$

Donde, ρ es la resistividad del material, μ_r es la permeabilidad magnética relativa del material, μ_0 es la permeabilidad magnética del vacío ($4\pi 10^{-7}$) y f es la frecuencia de trabajo.

En la Fig.5-6 se encuentran las curvas de la profundidad de penetración en función de la frecuencia para algunos materiales, se puede observar como la profundidad de penetración disminuye cuando la frecuencia aumenta.

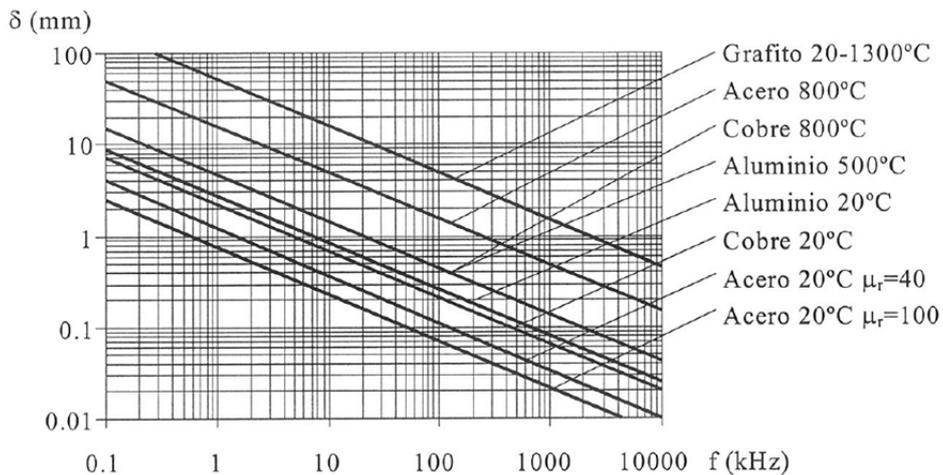


Fig.5-6. Curva de la profundidad de penetración en función de la frecuencia para diversos materiales (cortesía de [8]).

Cuando debido a la frecuencia de la corriente la región efectiva por la que circula la corriente es menor que las dimensiones del conductor, se puede diferenciar entre resistencia continua R_{dc} y resistencia alterna R_{ac} . Considerando un conductor de sección rectangular, la resistencia alterna será mayor que la resistencia en continua si se cumplen alguna de las siguientes condiciones:

$$\delta < \frac{a}{2} \quad \text{ó} \quad \delta < \frac{b}{2} \quad (5-12)$$

donde a es la altura y b es la anchura del conductor, en caso contrario la resistencia en alterna será del mismo valor que la resistencia en continua. El cociente entre la resistencia en continua y la resistencia en alterna se puede emplear para evaluar la influencia del efecto pelicular.

$$\frac{R_{dc}}{R_{ac}} \leq 1 \quad (5-13)$$

En el diseño de las dimensiones del conductor se debe intentar que la relación anterior sea próxima a la unidad o en su defecto menor para todo el rango de frecuencias de trabajo. A frecuencia bajas el efecto pelicular es más significativo para conductores gruesos que para conductores finos.

Los materiales más empleados para la fabricación de conductores eléctricos son el cobre y el aluminio. El uso de uno u otro depende de las características eléctricas, mecánicas y el coste del material. Aunque ambos metales poseen una buena conductividad eléctrica, el cobre constituye el elemento principal en la fabricación de conductores [9].

El material seleccionado en este trabajo es el cobre de alta pureza 100% por sus propiedades como conductor eléctrico. Las dimensiones del conductor propuesto en este trabajo han sido definidas consensuando los criterios expuestos con anterioridad. Así pues, estableciendo una intensidad de corriente máxima de 50 A y una frecuencia de trabajo máxima de 1 MHz, la sección del conductor diseñado es de 3 mm x 1,6 mm. La Fig.5-7 muestra el dibujo del conductor principal y todas sus dimensiones. La resistencia teórica para una corriente eléctrica en continua tiene un valor de 3 mΩ.

Empleando el software de simulación de campo electromagnético Vizimag se obtuvo la simulación 2D del campo generado en una sección transversal del conductor representada en la Fig.5-8. En la misma línea, la Fig.5-9 representa el campo magnético generado por una corriente de 10 A de intensidad a lo largo de una línea en el eje y, que pasa por el centro de simetría de uno de los laterales del conductor. La fuerza del campo magnético disminuye conforme aumenta la distancia del sensor al conductor. Nuevamente se ilustra la existencia de regiones donde el campo magnético tiene sentido opuesto. La Fig.5-9 se utilizará para calcular a la distancia que debe estar el conductor para adaptar el rango de corrientes de entrada a la curva de magnetización de los elementos sensores.

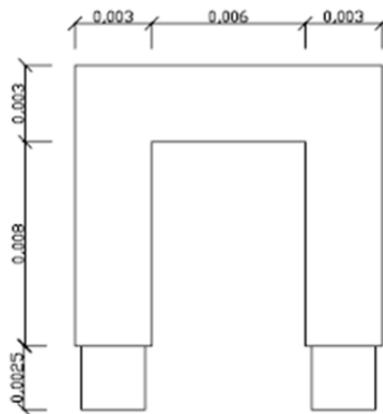


Fig.5-7. Dimensiones del conductor principal de corriente en unidad de metro.

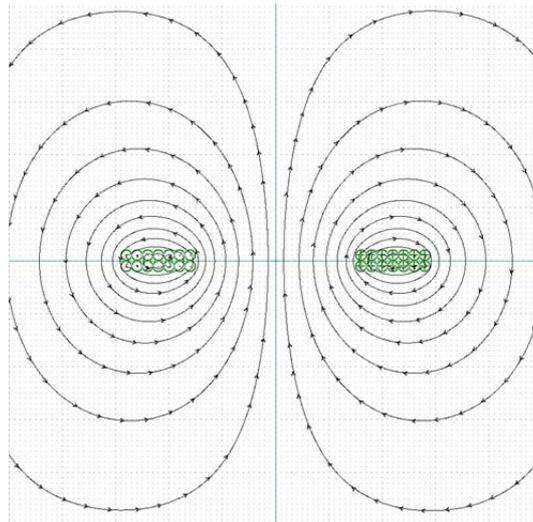


Fig.5-8. Simulación 2D de la sección transversal del campo magnético generado por una corriente de 1 A a través de un conductor en forma de U.

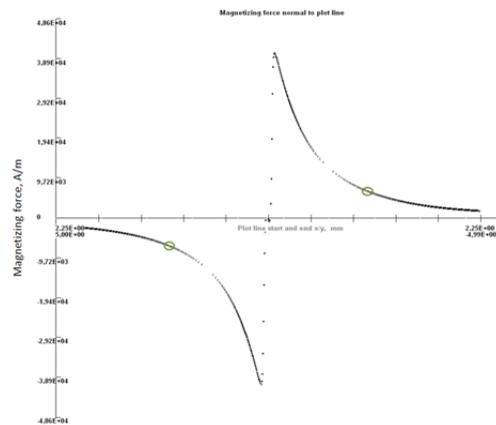


Fig.5-9 Representación del campo magnético para un desplazamiento en el eje y, tomando como origen el centro del conductor.

c) El sensor magnetorresistivo de corriente eléctrica en configuración de puente de Wheatstone

La medida de la variación del valor de resistencia de la lámina válvula de espín se puede realizar midiendo directamente el valor de la resistencia mediante la técnica de dos hilos o cuatro hilos. En este diseño la medida se obtiene mediante la configuración puente de Wheatstone con cuatro elementos activos [10].

La superposición de las máscaras de fabricación de los elementos magnetorresistivos, las pistas de conexión y los terminales de conexión se puede ver en la Fig.5-10. A partir de la cual, se extrae la representación del circuito eléctrico del puente completo de Wheatstone de la Fig.5-11, se pueden distinguir dos ramas donde se han conectado dos elementos en serie con sensibilidad opuesta al campo magnético respectivamente. Mencionar que todos los elementos sensores tienen la misma

sensibilidad o mismo vector magnético al estar fabricados en un solo proceso como se presentó en el diseño del conductor. Realmente el cambio de sensibilidad se obtiene invirtiendo el sentido de la corriente que circula en sus proximidades mediante la geometría en U del conductor principal como representa la Fig.5-4.

En este trabajo la variación de resistencia producida por un determinado campo magnético se obtiene polarizando el puente de Wheatstone entre los terminales V_{b+} y V_{b-} , y midiendo la diferencia de tensión o tensión de salida del puente de Wheatstone entre los terminales V_{o+} y V_{o-} . La polarización del circuito se puede realizar bien a corriente constante o a tensión constante. La elección dependerá de la relación entre los coeficientes térmicos del sensor [11].

Si todos los elementos cumplen la condición ideal de tener valores nominales idénticos se dice que el puente está equilibrado y la tensión de salida ante campo magnético nulo será cero. En caso de existir cualquier discrepancia entre los elementos se reflejará en una tensión de offset adicional.

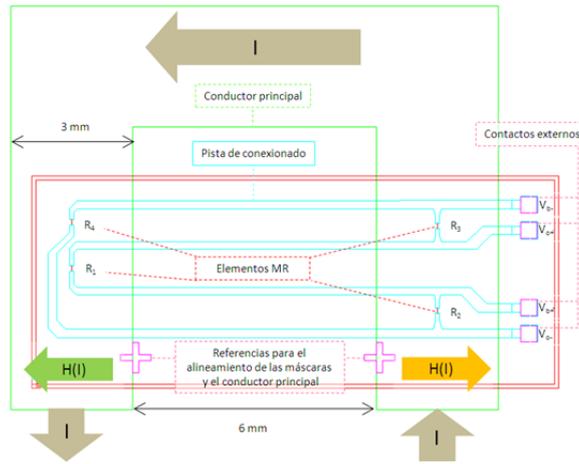


Fig.5-10. Superposición de las máscaras de fabricación del sensor de corriente magnetorresistivo.

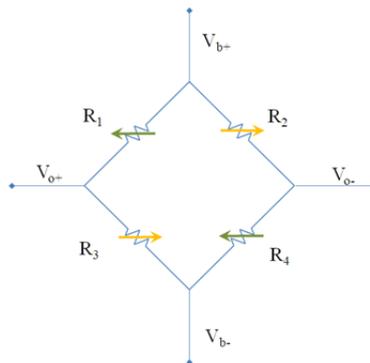


Fig.5-11. Esquema eléctrico del circuito en puente de Wheatstone del sensor propuesto.

d) El detector de temperatura resistivo basado en Rutenio

La principal fuente de calor en este diseño es debida al conductor de corriente cuando por éste circula una corriente de gran intensidad, quedando en un segundo plano el autocalentamiento del sensor al ser polarizado. Independientemente del origen de la fuente de calor, la temperatura de los elementos sensores influye en su valor de resistencia nominal y en su sensibilidad. Por eso en el sensor de corriente propuesto se integra un detector de temperatura resistivo con la finalidad de monitorizar la temperatura del sustrato en las proximidades de los elementos MR y así poder investigar el comportamiento térmico del puente de Wheatstone.

Se propone utilizar el Rutenio para implementar un sensor RTD, su elección se fundamenta por ser un metal perteneciente al grupo de metales del platino [4] y por existir en la literatura detectores de temperatura basados en óxidos de Ru [5, 6].

Como se expuso en la aproximación desde los detectores de temperatura resisitivos, los dispositivos RTD pueden ser fabricados usando metales como Platino (Pt), Níquel, Cobre o Níquel-acero, siendo el Pt el elemento de referencia. El Rutenio es un metal común en el proceso de integración de sensores magnetorresistivos de tecnología válvula de espín que pertenece al grupo de metales del Platino [12]. El coste del Rutenio es aproximadamente 10 veces menor que el Platino, convirtiéndolo en un material de bajo coste [13]. Además, en el caso particular de las instalaciones del INESC-MN de Lisboa, las máquinas de deposición disponen de blancos de Ru [3].

Los sensores de temperatura de capa delgada basados en Ru están formados usualmente por una capa de óxido de Rutenio (RuOx) [6, 14]. En esta tesis se estudia un nuevo sensor de capa delgada basado en Rutenio puro para la monitorización de la temperatura. Como se presentará más adelante, la integración de un RTD basado en Ru en el proceso de microfabricación de un sensor magnateorresistivo únicamente requiere una litografía adicional donde definir y depositar la capa delgada de Ru puro. Siendo ambos sensores completamente microfabricados sobre el mismo sustrato y con los mismos procesos.

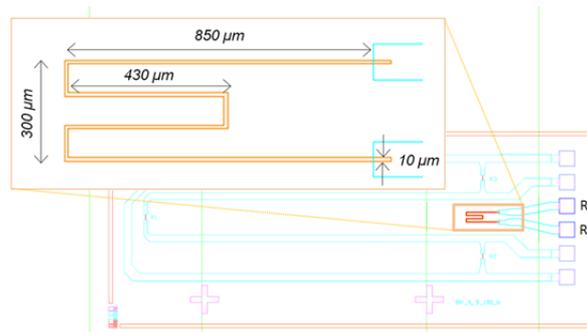


Fig.5-12. Geometría y dimensiones del sensor RTD basado en Ru. El fondo de la imagen muestra la localización del sensor RTD al ser integrado junto con el sensor MR.

Las dimensiones de la capa delgada de Rutenio fueron especificadas por el equipo del INESC-MN de acuerdo a su experiencia previa. Para obtener una resistencia nominal de 1000 Ω se aconsejó diseñar un filamento de 2900 µm de longitud total y 10 µm de ancho. El sensor RTD de Rutenio fue diseñado con forma de serpentin ocupando un área de 850 µm x 300 µm, en la Fig.5-12 se puede ver el dibujo de un filamento de 10 µm de ancho y una longitud efectiva de 2820 µm descontando la longitud del

solapamiento de los contactos con las pistas de conexión y el filamento de Rutenio. En la imagen de fondo de la Fig.5-12 se muestra que el sensor RTD se encuentra localizado entre dos elementos válvula de espín, justo en la parte inferior del conductor principal de corriente. Esta localización garantiza que la temperatura medida con el RTD sea lo más próxima a la que experimentan los sensores MR.

e) Arquitectura del sensor de corriente (Ensamblado, PCB+conductor principal)

Como se ha visto en los apartados anteriores correspondientes al diseño, las diferentes partes diseñadas están interrelacionadas entre ellas. El conductor de corriente principal determina la localización de los elementos sensores MR en el plano y la intensidad de corriente determina la distancia entre el conductor y los sensores MR. A su vez la localización de los sensores MR determinan la posición del detector de temperatura. Este se localiza en las proximidades de los elementos MR y justo debajo de la principal fuente de calor que es el conductor de corriente principal. La Fig.5-13 muestra la superposición de las litografías donde se observa la integración de los sensores magnetorresistivos, el conexionado eléctrico para obtener un circuito en puente de Wheatstone, el detector de temperatura basado en Ru y los contactos. También se encuentra superpuesto el conductor principal de corriente. En la parte derecha se puede observar una serie de contactos externos correspondientes a los terminales del puente de Wheatstone y del sensor de temperatura. Las cruces están incluidas en todas las máscaras y se utilizan para el alineamiento de las máscaras durante los procesos de fotolitografía.

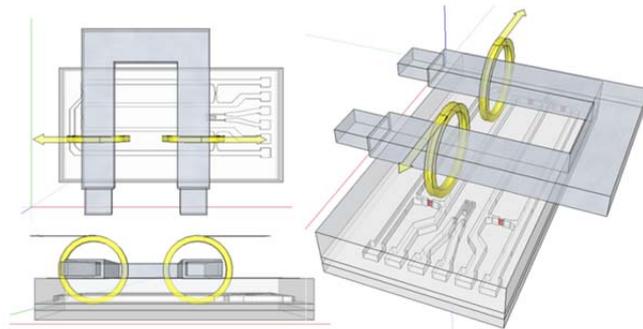


Fig.5-13. Dibujo 3D correspondiente a la superposición de las principales piezas que componen el sensor de corriente.

La oblea de silicio con los sensores se monta sobre una placa de circuito impreso que actúa de soporte para el resto de componentes del sensor de corriente. Sobre la placa de circuito impreso se montarán los terminales de entrada salida del puente de Wheatstone y del sensor de temperatura, una carcasa protectora del ‘wire bonding’ que además actúa como separador entre el conductor principal y los elementos sensores. Los elementos sensores se encuentran a una distancia de 1,65 mm, su localización coincide con el eje de simetría de los lados laterales que forman la U del conductor. Por último todo el sistema es protegido por una carcasa de plástico rellena de silicona consiguiendo el aspecto final de sensor. El encapsulado también tiene la misión de actuar como aislante galvánico del conductor principal evitando que la energía eléctrica entre en contacto con el usuario o partes de la instalación no deseadas.

En resumen, el sensor de corriente diseñado tiene dos terminales para la entrada y salida de corriente, y seis terminales de señal: cuatro correspondientes al puente de Wheatstone y dos al detector de temperatura. Una simulación 3D del prototipo del sensor de corriente se puede ver en la Fig.5-14.

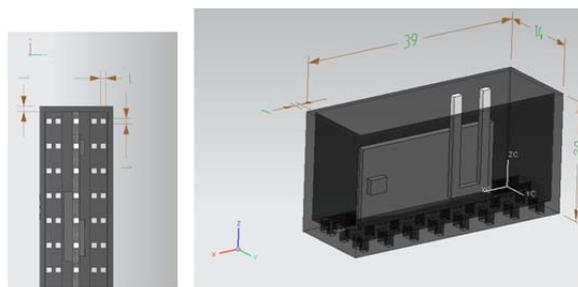


Fig.5-14. Vista superior y tridimensional del prototipo del sensor de corriente (distancia en mm).

5.2 Fabricación del sensor de corriente

Los procesos de fabricación del sensor de corriente se pueden incluir en tres categorías:

- Microfabricación del detector de temperatura resistivo, los elementos magnetorresistivos y del conexionado eléctrico.
- Fabricación de la placa de circuito impreso, la carcasa de protección, el conductor externo de corriente y el encapsulado.
- Ensamblado de las distintas piezas.

a) Etapas de microfabricación

La fase de microfabricación, como ya se ha mencionado anteriormente, se realizó en las instalaciones del INESC-MN de Lisboa. Los procesos empleados se pueden considerar métodos establecidos como estándar en el INESC-MN al haber sido empleados para el desarrollo e investigación de sensores magnetorresistivos de diferentes tecnologías desde el año 2002, entre ellas la tecnología válvula de espín. En el anexo A se presentan las diferentes técnicas y herramientas empleadas para la microfabricación del sensor de corriente.

Las tareas de microfabricación del presente trabajo constan de 28 pasos que pueden encontrarse detallados en la hoja de trabajo⁴ adjunta en el anexo C. La Fig.5-15 muestra un esquema cronológico de los pasos de fabricación, en resumen las tareas se pueden agrupar en 6 conjuntos: preparación del sustrato, definición de los sensores válvula de espín, definición del sensor basado en Rutenio, definición de las pistas y contactos, pasivación y apertura de contactos, protección, troceado y templado⁵. Cada conjunto tiene asociado un proceso de deposición, fotolitografía y grabado, a excepción del proceso de troceado, protección y templado.

⁴ 'run sheet'

⁵ 'annealing'



Fig.5-15. Cronograma de las tareas de microfabricación.

La microfabricación de una familia de sensores se realizó empleando una oblea de Si de 6 pulgadas. A continuación se describe los pasos de microfabricación incluyendo en cada paso una Fig.ilustrativa.

a.1 Preparación del sustrato

El primer paso fue preparar el sustrato de Silicio<100> en un baño húmedo (anexo A), para posteriormente depositar una capa de Al_2O_3 de 500 Å de grosor como muestra la Fig.5-16. La deposición de Al_2O_3 se realizó empleando la máquina UHVII (anexo A).

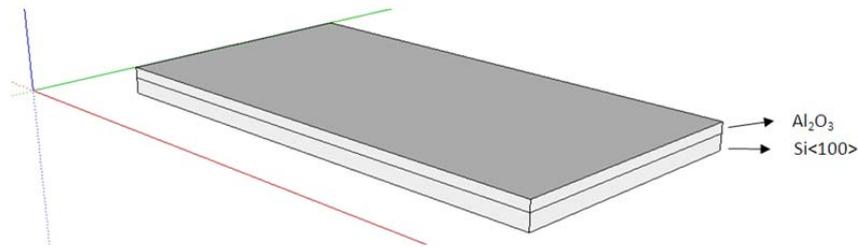


Fig.5-16. Substrato preparado.

La estructura válvula de espín fue depositada sobre el sustrato preparado mediante deposición por 'Ion Beam Deposition (IBD)' (anexo A) usando la máquina Nordiko 3000 (anexo A). La estructura multicapa de la válvula de espín empleada en la Fig.5-17 es la descrita en el apartado de diseño: Ta (20)/ $Ni_{80}Fe_{20}$ (30)/ $Mn_{77}Ir_{23}$ (60)/ $Co_{80}Fe_{20}$ (30)/ Cu (19)/ $Co_{80}Fe_{20}$ (25)/ $Ni_{80}Fe_{20}$ (30)/ Cu (10)/ Ta (20)/ $Ti_{10}W_{90}(N_2)$ (50). La respuesta lineal de la resistencia eléctrica de la estructura se obtuvo depositando ortogonalmente la capa libre y la capa inmóvil. El alineamiento de los vectores se realizó aplicando un campo magnético de 3 mT durante el proceso de deposición.

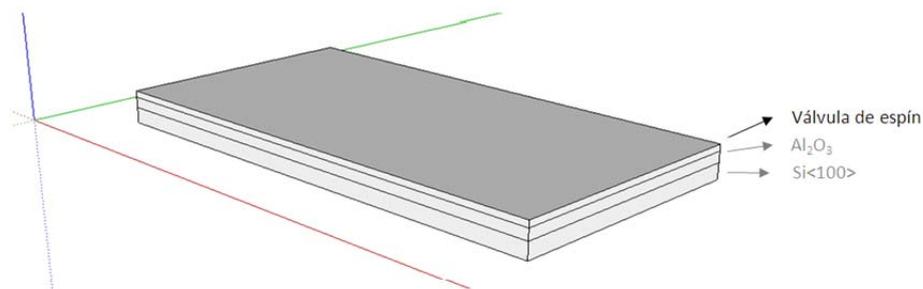


Fig.5-17. Deposición de la válvula de espín.

En la parte superior de la estructura se depositó una capa de pasivación de $Ti_{10}W_{90}$ (N_2) que actúa como capa de protección, previniendo que la estructura válvula de espín se vea dañada física o químicamente. Esta capa también tiene la misión de actuar como antireflectante durante el posterior proceso de fotolitografía. La deposición de la capa de pasivación de 150 \AA de grosor de la Fig.5-18 se realizó mediante pulverización catódica por magnetrón usando la máquina Nordiko 7000 (anexo A).

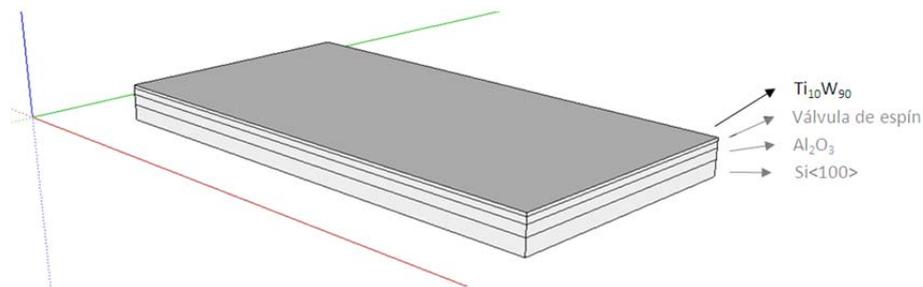


Fig.5-18. Deposición de la capa de pasivación.

a.2 Definición de los elementos magnéticos

Los sensores con un tamaño de $3 \mu\text{m} \times 150 \mu\text{m}$ fueron definidos mediante fotolitografía láser y revelados eliminando el material fotorresistivo, tras atacar la capa de la válvula de espín usando la técnica de fresado iónico (Anexo A).

El proceso litográfico se inició cubriendo la oblea con una capa de $1,5 \mu\text{m}$ de grosor de material fotorresistivo antes del proceso de exposición. La herramienta empleada en esta tarea fue la máquina 'SVGtracks' (anexo A). La Fig.5-19 muestra el resultado de transmitir el patrón de los sensores a partir de la máscara de la Fig.5-3 a la capa fotorresistiva mediante escritura láser directa empleando la máquina DWL (anexo A).

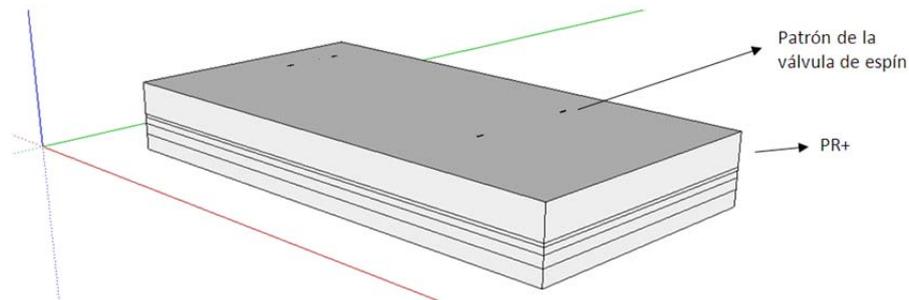


Fig.5-19. Recubrimiento de material fotosensible y transmisión del patrón de los elementos válvula de espín.

El material fotorresistivo de las áreas expuestas a la luz del láser fueron eliminadas aplicando un revelador (Fig.5-20). Este proceso se realizó empleando de nuevo la máquina 'SVGtracks'.

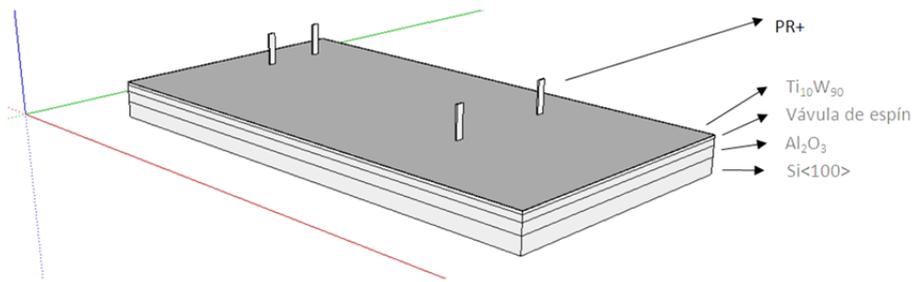


Fig.5-20. Revelado del material fotorresistivo.

Los sensores quedaron definidos tras eliminar el material no protegido por la capa fotorresistiva. La máquina Nordiko 3600 (anexo A) fue la empleada para erosionar la muestra con iones proyectados con un ángulo de incidencia de 60° dando como resultado la Fig.5-21.

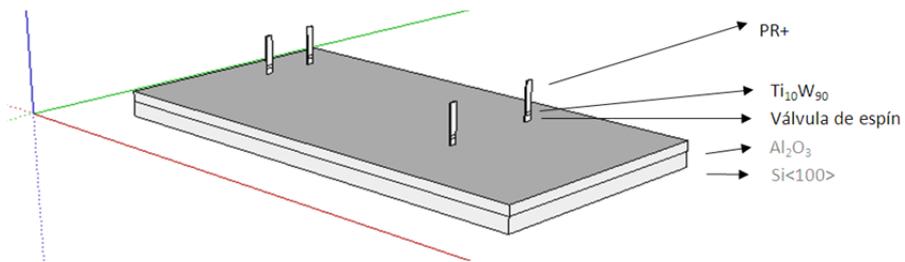


Fig.5-21. Definición de los elementos válvula de espín.

El proceso de litografía finalizó eliminando el material fotorresistivo remanente. El revelado se llevó a cabo sumergiendo la oblea en un baño de líquido ‘Microstrip 2001’ agitado con ultrasonidos (anexo A). La comprobación de que los elementos MR de la Fig.5-22 estaban bien definidos y poseían las dimensiones deseadas se realizó mediante la visualización de la muestra con un microscopio.

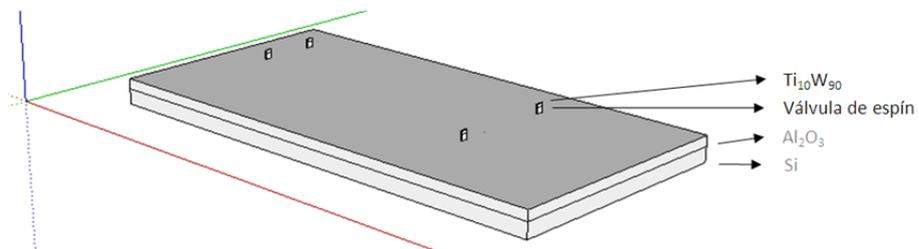


Fig.5-22. Definición de los elementos válvula de espín.

a.3 Definición del sensor de rutenio

A diferencia de la definición de los sensores MR, la definición del sensor de temperatura se inició con una fotolitografía, seguida de la deposición de una capa de material de rutenio puro y un revelado por el método de arrancado (Anexo A, ‘lift-off’) para eliminar el material fotorresistivo y el rutenio de las zonas no deseadas.

Como muestra la Fig.5-23 se depositó sobre la oblea una capa de $1,5 \mu\text{m}$ de resina fotosensible positiva (PR+) con la máquina 'SVG tracks'. La transferencia del patrón del sensor de Ru se realizó por escritura directa con un haz de laser mediante la máquina DWL.

Acto seguido, la máscara fue revelada de nuevo con la máquina 'SVG tracks' quedando protegidas las áreas donde no debía quedar Rutenio. Para la deposición de la capa de 40 nm de grosor mostrada en la Fig.5-24 se empleó la técnica de deposición por haz de iones. Al igual que para la deposición de los materiales del elemento MR se utilizó la máquina Nordiko 3000 (anexo A). El material se depositó sobre toda la superficie tanto en las zonas protegidas como las descubiertas.

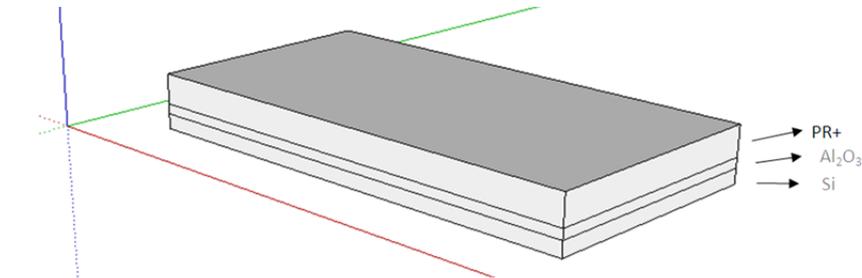


Fig.5-23. Preparación de la oblea para la fotolitografía del sensor de Rutenio.

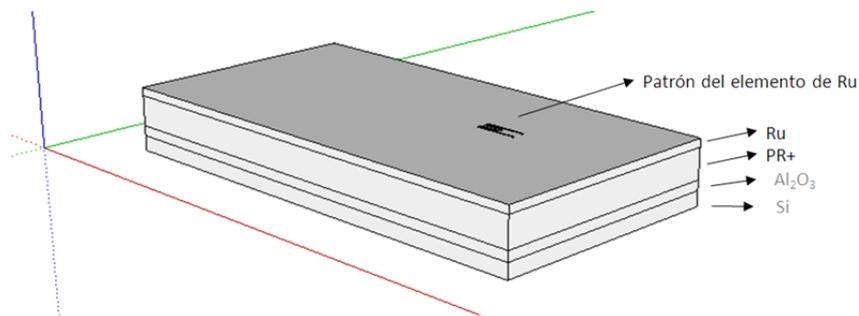


Fig.5-24. Deposición de la capa de Rutenio.

Para finalizar la definición del elemento de Ru, la muestra fue sumergida en un baño caliente de líquido 'microstrip' ayudado con ultrasonidos para retirar la resina fotosensible definiendo así el sensor de Ru mostrado en la Fig.5-25.

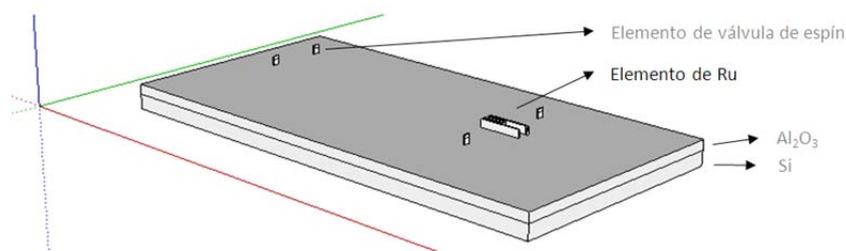


Fig.5-25. Definición del sensor basado en Rutenio.

a.4 Definición de las pistas de conexionado y contactos

Una vez microfabricados los elementos sensores se microfabricó el conexionado eléctrico y definieron los contactos. El proceso para la microfabricación de las pistas de conexionado se le denomina también metalizado. Este proceso es común para los elementos MR y el filamento de Ru, es decir, que en un único paso se realizaron ambas metalizaciones.

Las pistas fueron definidas mediante litografía laser, depositando una capa de Aluminio y revelados eliminando el material fotorresistivo ('lift-off').

El proceso de litografía siguió los mismos pasos que en la definición del sensor de Ru. Tras la preparación de la oblea para la escritura laser y su revelado. Se depositó una capa de Aluminio con un grosor de 3000 Å empleando la máquina Nordiko 7000. Este proceso de deposición consta de dos pasos. Utilizando la función F9 del sistema Nordiko 7000 (anexo A) la oblea es limpiada con un paso de pre-grabado. Mientras que en el segundo paso se utiliza la función F1 donde realmente se realiza la metalización.

Al igual que anteriormente el proceso de revelado mediante arrancado se realizó sumergiendo la oblea en un baño húmedo. Como resultado se obtienen las pistas y contactos del circuito eléctrico.

En la Fig.5-26 y Fig.5-27 se ha reducido intencionadamente el grosor de las pistas en un orden de magnitud para poder ilustrar visualmente el resultado.

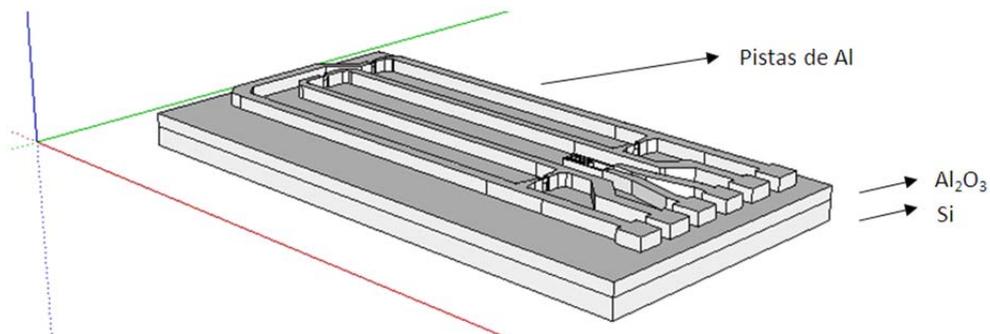


Fig.5-26. Definición de las pistas de conexión y pads.

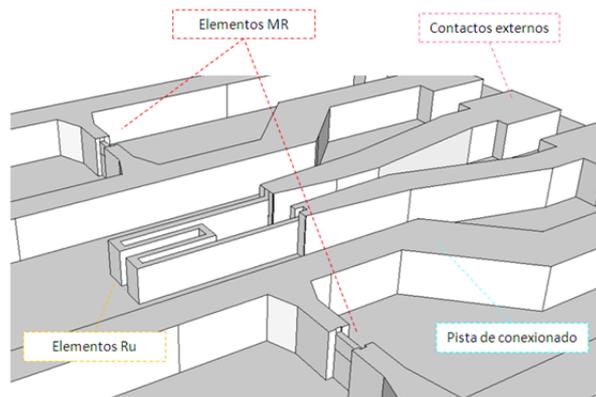


Fig.5-27. Detalle de la superposición del conexionado sobre los elementos sensores.

a.5 Pasivación y apertura de contactos

Una vez microfabricados los elementos válvula de espín, el sensor de Rutenio y las pistas del circuito eléctrico, la oblea fue protegida con una capa de pasivación. Para poder realizar el conexionado con el exterior en las zonas de los contactos se retiró el material de pasivación.

La oblea se preparó con la máquina SVGTracks para la transmisión del patrón de los contacto mediante la máquina DWL. Tras la escritura de los contactos, la oblea fue revelada protegiendo con el material fotorresistivo el área de los contactos. Utilizando la máquina UHVII se depositó una capa de Al_2O_3 de 2000 Å de grosor. La apertura de contacto se realizó introduciendo una vez más la oblea en el baño húmedo, el resultado fue la eliminación del Al_2O_3 de las zonas con material fotorresistivo.

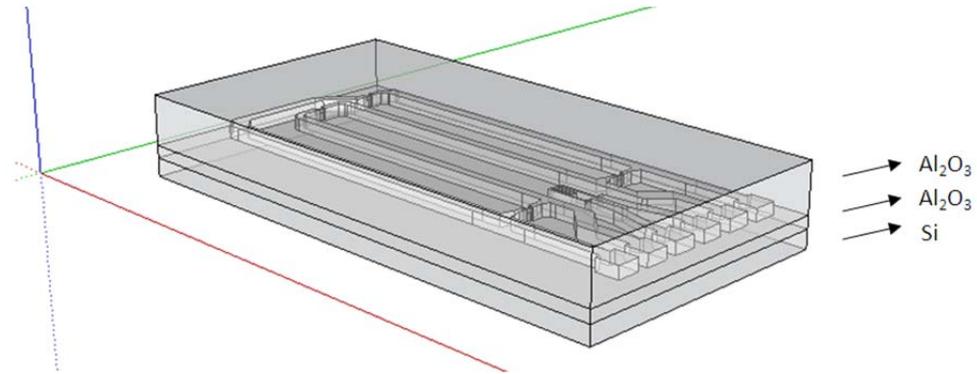


Fig.5-28. Deposición de una capa de Aluminio.

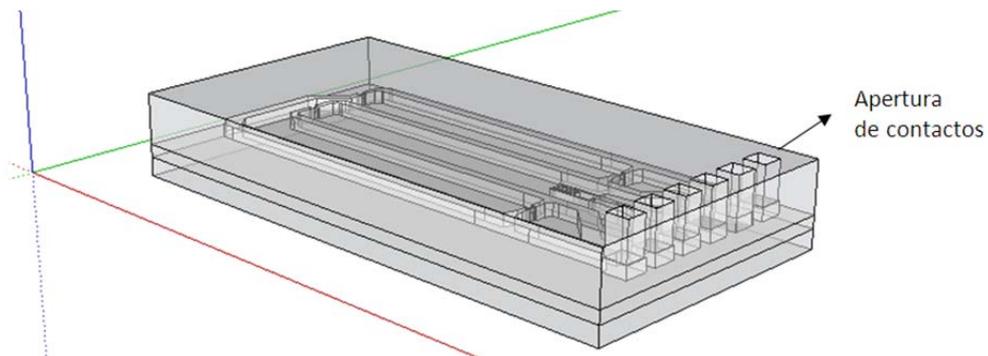


Fig.5-29. Apertura de los contactos.



Fig.5-30. Fotografía de la oblea al finalizar los procesos en el interior de la sala blanca.

a.6 Troceado de la oblea (sample dicing)

La oblea fue recubierta por última vez con material fotorresistivo para su protección y posteriormente troceada en la máquina Disco DAD 321 (anexo A).



Fig.5-31. Fotografía de los sensores troceados.

b) Placa de circuito impreso y conector de entrada-salida

La placa de circuito impreso tiene la función de actuar como soporte de los sensores microfabricación y ofrecer terminales de conexión a escala macroscópica. El diseño de la placa de circuito impreso se realizó con el software de desarrollo Orcad. La fabricación de la placa de circuito impreso fue realizada por los técnicos de laboratorio del Departamento de Ingeniería Electrónica de la Universidad de Valencia dentro de sus tareas cotidianas. En la Fig.5-32 se puede ver el prototipo obtenido.

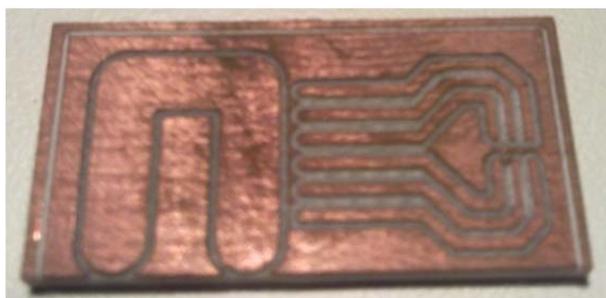


Fig.5-32. Fotografía de la placa de circuito impreso fabricada.

c) Carcasa protectora

La carcasa protectora tiene la finalidad de proteger el cableado entre los sensores microfabricados y las pistas de la placa de circuito impreso. Además recordar que actúa a su vez como soporte para el conductor de corriente fijando la distancia de detección.

La cubierta fue fabricada mecanizando una pieza de metacrilato con la máquina de fresado descrita en el anexo A. Este material es de uso común por el personal del INESC en el diseño de canales de microfluidos empleados para la fabricación de biosensores.

El proceso de fabricación es similar a la fabricación del conductor de corriente. Partiendo del diseño 3D en AutoCAD, la máquina milling machine calcula la trayectoria y profundidad del fresado. La Fig.5-33 muestra una fotografía durante el proceso de fabricación y el resultado de la carcasa de protección.

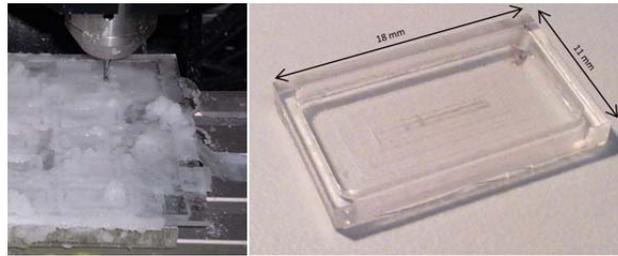


Fig.5-33. Fotografía durante el proceso de fabricación y carcasa protectora fabricada.

d) Conductor externo

La fabricación del conductor externo de corriente se realizó empleando una plancha de cobre de 1,5 mm de grosor. Tras el diseño 3D de la pieza utilizando AutoCAD, el fichero fue procesado por la máquina de fresado. La máquina fue calibrada para poder fresar el cobre, en concreto se tuvo que seleccionar el tipo de broca y definir la velocidad de rotación de la misma y el desplazamiento del cabezal. El resultado de una de las piezas se puede observar en la Fig.5-34.

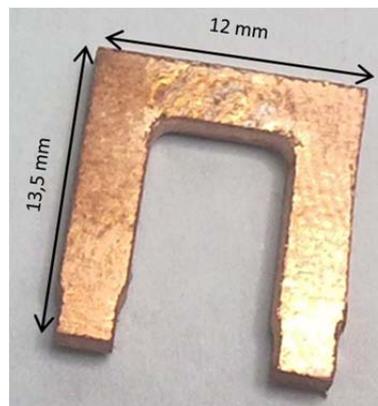


Fig.5-34. Fotografía del conductor eléctrico fabricado.

e) Encapsulado

El encapsulado es la imagen del sensor de corriente ante el usuario final. Tiene la función de albergar todos los componentes diseñados y fabricados con anterioridad. Para dar consistencia al conjunto, se usa una resina para rellenar el encapsulado.

El diseño 3D del encapsulado se realizó con un programa de dibujo asistido por ordenador. La Fig.5-14 muestra una imagen virtual del encapsulado donde se puede observar el diseño de unas ranuras en la parte interna para encajar la placa de circuito impreso. Su implementación se hizo realidad gracias a la colaboración del Instituto Tecnológico del Plástico. El prototipo fabricado con una impresora de resina se muestra en la Fig.5-37.

En esta etapa de fabricación se seleccionó una resina para rellenar y sellar el encapsulado. La resina tiene la misión de dar solidez al conjunto de piezas, proporcionar aislamiento galvánico y evacuar el calor generado por el conductor cuando por él circula una corriente de alto valor ([10..50] A). La resina seleccionada fue de tipo 'e-poxy', en concreto la referencia PX439XS del fabricante Robnor [15]. La referencia mencionada tiene la conductividad térmica de 1,3 mW/C°, la más alta de la gama de productos ofrecidos por Robnor entre otros fabricantes. El rango de temperaturas de trabajo aconsejables por el fabricante es de -40 °C a 180 °C.

5.3 Ensamblado

El ensamblado de las piezas descritas a lo largo de este capítulo fue realizado en las instalaciones del INESC y de la Universidad de Valencia.

En las instalaciones del INESC la muestra de silicio fue adherida a la placa de circuito impreso con un adhesivo compuesto capaz de soportar altas temperaturas (Fig.5-35). A continuación, el proceso de 'wire-bonding' fue realizado por personal especializado perteneciente al INSEC-MN (Fig.5-36).

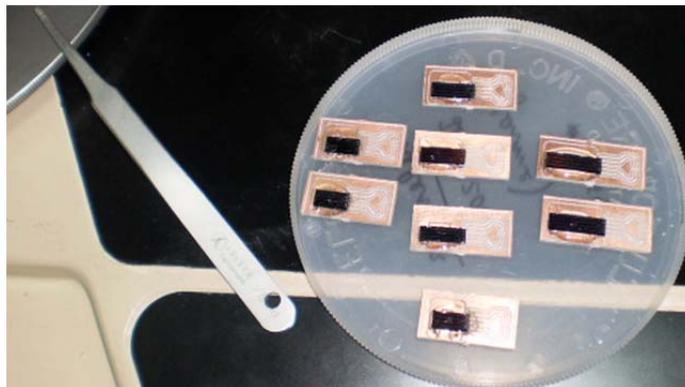


Fig.5-35. Fotografía del ensamblado de la placa de circuito impreso y los sensores en silicio.

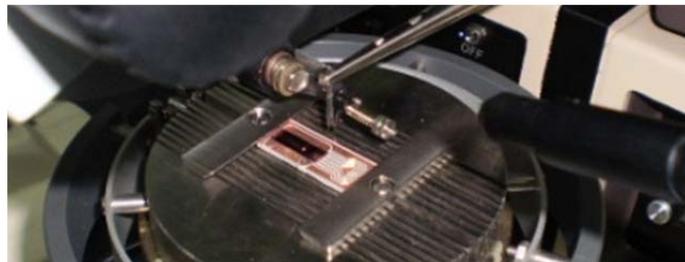


Fig.5-36. Fotografía durante el proceso de wire-bonding.

Utilizando una lupa estereoscópica se montó la carcasa protectora y el conductor de corriente eléctrica intentando conseguir la máxima exactitud en el alineamiento de los sensores y el centro de los

terminales del conductor en forma de U. La fijación temporal de las piezas se consiguió mediante unas gotas de cianocrilato.

El proceso de ensamblado continuó en las instalaciones de la Universidad de Valencia con el montaje de los conectores de señal. Para verificar el funcionamiento del sensor de temperatura se optó por insertar un sensor de platino comercial del tipo Pt100. Esta inclusión requirió de dos terminales de señal adicionales.

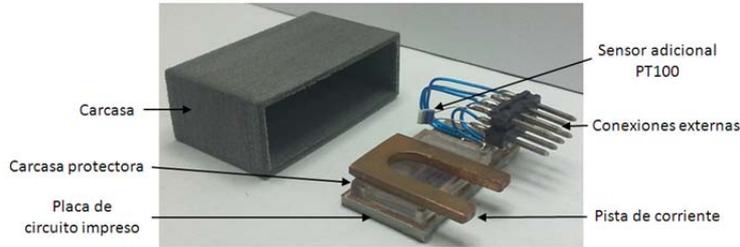


Fig.5-37. Fotografía del prototipo durante la fase de ensamblado.

Tras comprobar las resistencias desde los terminales de entrada-salida de la placa de circuito impreso se introdujo en el encapsulado principal, y siguiendo las instrucciones del fabricante de la silicona se procedió al rellenado de los huecos. El proceso de secado de la silicona duró aproximadamente 4 h. En la fotografía de la parte izquierda de la Fig.5-38 se puede ver uno de los prototipos finalizado donde se observa los dos terminales de potencia y un conector de 8 pines de señal. El dibujo de la Fig.5-39 describe los terminales de entrada y salida que será incluido en la hoja de características del sensor de corriente.

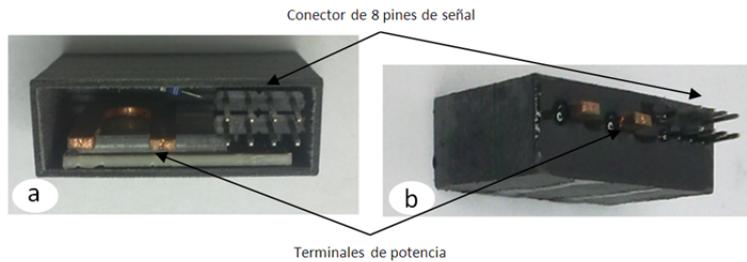


Fig.5-38. Fotografía durante la última etapa de ensamblado y prototipo finalizado.

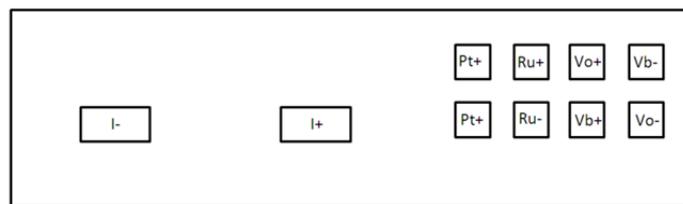


Fig.5-39. Diagrama de terminales de entrada-salida.

5.4 Resumen

Partiendo de la concepción de un sensor de corriente y un sensor de temperatura resistivo ideales se ha presentado su transformación en un prototipo, desde la fase de diseño a la fase de fabricación. En primer lugar se ha analizado y definido las dimensiones del elemento MR a partir de las características de la estructura de válvula de espín utilizada, se ha diseñado un elemento de $3\ \mu\text{m} \times 150\ \mu\text{m}$ para obtener un valor de resistencia de $1000\ \Omega$. Seguidamente, se ha diseñado el conductor de corriente partiendo de los requisitos del circuito de sensado MR y el rango de corriente a medir. Así pues se ha definido un conductor con forma de U con una sección de $3\ \text{mm} \times 1,6\ \text{mm}$ y una separación entre ramas de $6\ \text{mm}$ que permite fabricar los 4 elementos MR del puente de Wheatstone en una sola deposición. Las máscaras de microfabricación diseñadas tienen el inconveniente de emplear una elevada área de silicio para implementar el puente MR, sin embargo tiene a su favor minimizar las discrepancias entre los elementos MR. El espacio de silicio libre permite el diseño y la integración de un sensor de temperatura basado en Rutenio. El diseño del conductor y los elementos de válvula de espín convergen en el diseño de la distancia de separación de $1,6\ \text{mm}$ entre los elementos MR y el conductor de corriente. También se ha presentado el diseño del detector de temperatura basado en Rutenio, determinando su localización estratégica entre dos elementos MR.

Se ha mostrado la microfabricación del sensor MR y el sensor de temperatura, y la macrofabricación de las diferentes partes constructivas (PCB, carcasa protectora, conductor de corriente y encapsulado) que en conjunto se ensamblan para obtener un prototipo del sensor de corriente y el sensor de temperatura.

5.5 Bibliografía

- [1] P. Ralph and Y. Wand, "A proposal for a formal definition of the design concept", in *Design Requirements Engineering: A Ten-Year Perspective*, K. Lyytinen, P. Loucopoulos, J. Mylopoulos and B. Robinson, Eds. Springer Berlin Heidelberg, 2009, pp. 103-136.
- [2] P. Mlejnek, M. Vopálenký and P. Ripka, "AMR current measurement device", *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 141, pp. 649-653, February, 2008.
- [3] R. Coehoorn, "Novel magnetoelectronic materials and devices", *Lecture Notes 2003*, September, 2003.
- [4] H. Jacques, "Precious metal resistors-precise temperature sensors", in *6th IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, IMTC '89*. Washington, 1989, pp. 29-33.
- [5] Q. X. Jia, K. L. Jiao, W. A. Anderson and F. M. Collins, "Development and fabrication of RuO₂ thin film resistors", *Materials Science and Engineering: B*, vol. 18, pp. 220-225, April, 1993.
- [6] W. Reese and W. L. Johnson, "Low-temperature specific heat of ruthenium", *Physical Review B*, vol. 2, pp. 2972-2974, 1970.
- [7] J. L. Sebastián, *Fundamentos De Compatibilidad Electromagnética*. Harlow ; Madrid: Addison Wesley Iberoamericana España, 1999.
- [8] V. Esteve Gómez, "Influencia de los componentes parásitos en el análisis y diseño de inversores resonantes paralelo para aplicaciones de calentamiento por inducción", *Universidad De Valencia*, pp. 11, 1999.
- [9] Anonymous "Conductores Eléctricos", *PROCOBRE*, .
- [10] R. Pallás and J. G. Webster, *Analog Signal Processing*. New York: John Wiley & Sons, 1999.
- [11] Sensortech, "Understanding constant voltage and constant current excitation for pressure sensors", *SSAN-32*, 1991.
- [12] M. E. Weeks, "The discovery of the elements. viii. the platinum metals", *J. Chem. Educ.*, vol. 9, pp. 1017-1034, 1932.
- [13] Platinum Today, "<http://www.platinum.matthey.com/pgm-prices>", 2012.
- [14] J. T. Schriempf and W. M. Macinnes, "Electrical and thermal resistivities of ruthenium from 2 to 20 K", *Phys Lett Sect A Gen at Solid State Phys*, vol. 33, pp. 509-510, 1970.
- [15] Robnor Resins, "Insulation Materials - Epoxy property guide", *Robnor Resins Limited*, 2012.

6 CARACTERIZACIÓN

La hoja de especificaciones de un dispositivo contiene información referente a su comportamiento, mostrando qué es, para qué sirve, cómo se debe usar y cómo se comporta. Además, la hoja de especificaciones contiene los parámetros característicos relacionados con el dispositivo que proporciona la información para poder ser comparado con otros dispositivos similares.

La característica estática de un dispositivo describe el comportamiento del sensor cuando la variable de entrada cambia lentamente. En tanto que la característica dinámica describe el comportamiento del sensor cuando la variable cambia con el tiempo de manera apreciable. Ambas características están relacionadas, no obstante se suele evitar su consideración conjunta por las dificultades que entraña, tanto en su formulación matemática como en las técnicas experimentales empleadas para su obtención. Por ello, el comportamiento estático y dinámico es estudiado por separado[1, 2].

En este capítulo describen los ensayos y resultados de la caracterización del detector de temperatura de rutenio y el sensor de corriente magnetorresistivo. La caracterización del detector de temperatura de rutenio se focalizará en la obtención de la característica electro-térmica, además se investiga su propio autocalentamiento. Respecto al conductor de corriente eléctrica principal se obtendrá su resistencia eléctrica y sus especificaciones térmicas. Por otro lado, en cuanto al sensor de corriente magnetorresistivo se caracterizarán físicamente los elementos válvula de espín proporcionando una primera visión de su comportamiento. A continuación se caracteriza eléctricamente el comportamiento estático y dinámico del sensor configurado en puente Wheatstone para la medida de corriente eléctrica. En la caracterización estática del sensor de corriente se profundizará en el estudio del efecto de la temperatura sobre la característica estática del puente de Wheatstone. A este respecto el detector de temperatura integrado proporcionará información privilegiada.

Al finalizar el capítulo se obtendrá la hoja de especificaciones del sensor que contendrá información relativa al detector de temperatura y los parámetros esenciales del sensor de corriente. Toda esta información permitirá avanzar en el estudio de la mejora de prestaciones y su ámbito de aplicabilidad en los posteriores capítulos.

6.1 Caracterización del detector de temperatura

Como ya se ha mencionado la caracterización del detector de temperatura aportará información referente a los parámetros de exactitud, resolución, autocalentamiento y respuesta dinámica. En el subapartado de la caracterización del sensor de corriente se empleará este sensor como parte del instrumental para el estudio de su comportamiento térmico, y en el capítulo de mejora de prestaciones será un elemento fundamental para reducir el coeficiente térmico de la sensibilidad del sensor de corriente.

En este apartado se muestra como un filamento de Ru de 40 nm de grosor es adecuado para monitorizar temperatura. El detector de temperatura propuesto es caracterizado y comparado con un RTD basado en Platino de capa delgada. El coeficiente térmico experimental de la resistencia de Rutenio obtenido es de 0,16 %/°C, la mitad que el coeficiente térmico del sensor de Pt, 0,38 %/°C. Esta penalización se puede contrarrestar teniendo en consideración la reducción del coste del sensor de Rutenio, que es aproximadamente 10 veces más económico. Además en el caso concreto de la microfabricación de MR's, algunas de las estructuras multicapa emplean el Rutenio en alguna de las capas. Por lo tanto, las máquinas de deposición suelen disponer de este material.

a) Caracterización eléctrico-térmica

El objetivo de la configuración experimental descrita a continuación es obtener el valor de resistencia a la temperatura de referencia, el coeficiente térmico de la resistencia y los parámetros asociados a su autocalentamiento. Por otro lado, se pretende obtener la inmunidad magnética del detector de temperatura.

El coeficiente de temperatura de la resistencia de un detector de temperatura dada por la ecuación (5-2) se puede reescribir como:

$$TCR = \frac{R_{max} - R_{min}}{t_{max} - t_{min}} \frac{1}{R_o} \quad (6-1)$$

donde t_{min} y t_{max} son las temperaturas mínima y máxima respectivamente, R_{min} y R_{max} son los valores de resistencia correspondiente a dichas temperaturas y R_o es el valor de la resistencia para una temperatura de referencia t_o (definida a 0 °C).

a.1 Materiales y metodología

Los detectores de temperatura de Rutenio fueron caracterizados eléctricamente en las instalaciones de la Universidad de Valencia. El valor de la resistencia de los sensores se midió mediante la tarjeta de adquisición K2777 y el multímetro K2700 del fabricante Keithley. Para la obtención del coeficiente de temperatura, se empleó una cámara climática modelo CH600 del fabricante Angelantoni capaz de estabilizar la temperatura en un valor de 1 m³ con una precisión de ±0,3 °C. El propósito de este ensayo es conseguir que el sensor adquiera la temperatura del interior de la cámara, en esta prueba el tiempo de establecimiento no es igual al tiempo que la cámara tarde en establecer la temperatura del interior de la cámara, si no el tiempo que tarda el sensor en adquirir la temperatura de la cámara. Este último tiempo se fijó de forma experimental en 30 min.

De forma adicional se seleccionó un segundo sensor comercial de platino para comprobar el método experimental y poder comparar los resultados del RTD de Ru. El sensor de referencia comercial consistió en una lámina de platino del tipo Pt100 protegida mediante un encapsulado cerámico de 2

mm x 5 mm, las hojas de especificaciones del fabricante indican un valor de resistencia nominal de $100 \Omega \pm 0,06 \Omega$ para una temperatura de 0°C , y un coeficiente de temperatura de $0,385 \%/^\circ\text{C}$.

Para el control de la configuración experimental del laboratorio, representada en la Fig.6-1, se diseñó un instrumento virtual en el entorno de programación Labview. El software se comunica con la cámara climática mediante el puerto RS-232 y controla el multímetro mediante el puerto GPIB. La interfaz de usuario dispone de los campos necesarios para determinar un barrido de temperaturas determinado, recopilando para cada temperatura de ensayo los valores de resistencia de los sensores bajo prueba.

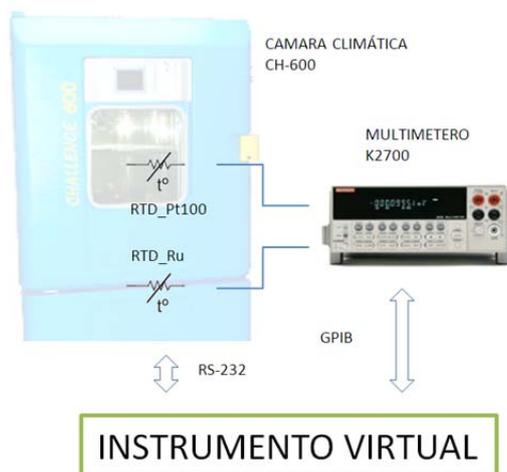


Fig.6-1. Esquema orientativo del conexionado entre equipos.

Mediante el instrumento virtual se tomaron muestras de cada sensor para las temperaturas de -25°C , 0°C , 25°C , 50°C y 75°C . Cada consigna de temperatura conlleva un tiempo de estabilización de 20 min para la temperatura de la cámara climática y 30 min para la muestra. Alcanzada la temperatura deseada se recopilaron 18 medidas a una velocidad de una muestra cada 9 s por sensor.

a.2 Resultados experimentales

Para cada detector de temperatura estudiado se observó un incremento uniforme del valor de resistencia eléctrica proporcional al aumento de temperatura. Los valores de los principales parámetros asociados a cada detector están recopilados en la Tab. 6-1.

Tab. 6-1. Resultados experimentales para una serie de detector de Rutenio.

Sensor	TCR ($\%/^\circ\text{C}$)	$R_0(\Omega)$	Coefficiente de correlación
RTD_Ru_1	0,1666	891,50	0,9999
RTD_Ru_2	0,1655	897,44	0,9999
RTD_Ru_3	0,1631	905,82	0,9999

El análisis de los coeficientes de correlación junto con la representación gráfica de los datos en la Fig.6-2 confirman el buen comportamiento lineal de los detectores para el rango de temperaturas estudiadas.

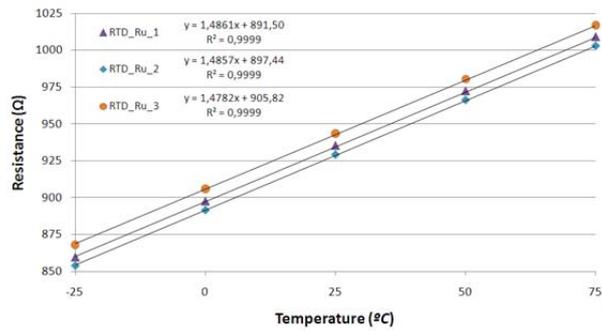


Fig.6-2. Valores medios de la medida de resistencia de 3 sensores RTD de Ru en función de la temperatura.

Simultáneamente a la experimentación con los detectores de Rutenio se caracterizó un detector de Platino comercial. Los datos obtenidos y representados en la Fig.6-3 verifican los datos proporcionados por el fabricante en su hoja de especificaciones. El tener de referencia este tipo de sensor permite conocer cuando la muestra ha alcanzado la temperatura de la cámara ya que a priori se desconocía la característica del sensor de Rutenio.

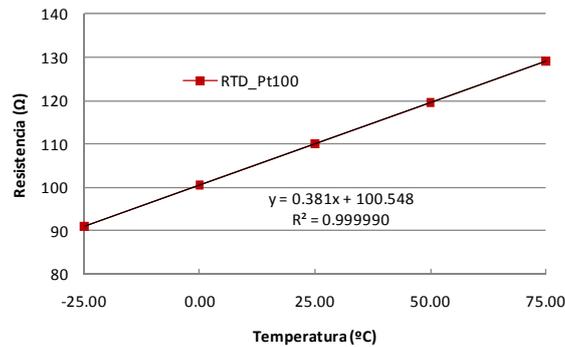


Fig.6-3. Valores medios de la medida de resistencia del RTD de platino en función de la temperatura.

La incertidumbre tipo A [3] de los datos adquiridos, tanto del sensor de Ru como del sensor de Pt, se muestra en la Fig.6-4, mencionar que ambos sensores se ven afectados por una dispersión de datos similar.

Otro factor que demuestra el buen funcionamiento del sensor de Rutenio es la evolución temporal de los datos adquiridos para una determinada temperatura, tanto el RTD de Ru y Pt sufren la misma progresión debido a las pequeñas variaciones de temperatura en el interior de la cámara climática. Como ejemplo en la Fig.6-5 se observa la evolución de los datos para el caso de 25 °C correspondiente a la toma de datos con mayor incertidumbre. En esta toma se cometió un error que podría evitarse tomando los datos cuando la cámara está estabilizada y en reposo.

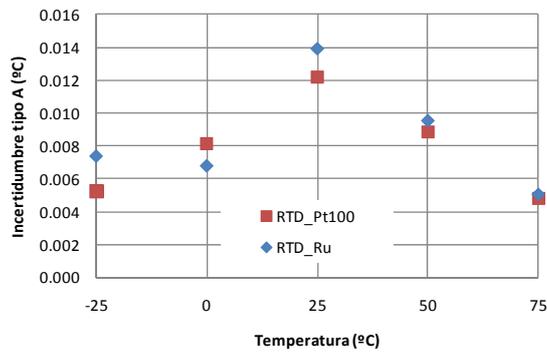


Fig.6-4. Incertidumbre tipo A asociada a la medida para cada temperatura estudiada.

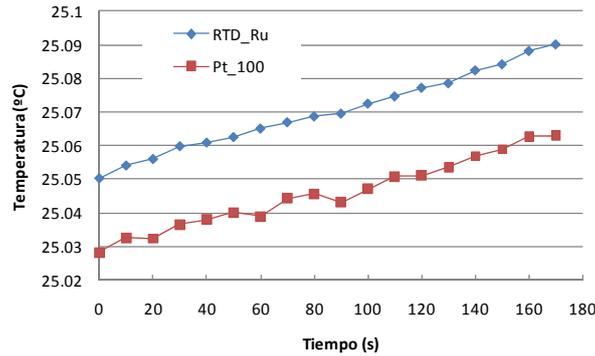


Fig.6-5.- Evolución temporal de la temperatura interna de la cámara según los sensores RTD testeados.

b) Autocalentamiento

El autocalentamiento hace referencia al calor generado debido a la corriente de polarización del sensor RTD. En este apartado se obtendrá la resistencia térmica y el tiempo de estabilización térmica del sensor.

Al polarizar el detector de temperatura con una corriente constante se produce un incremento de temperatura debido a la potencia disipada en el propio detector y su entorno. El comportamiento térmico de un sensor responde a un sistema de primer orden [4] donde la magnitud y velocidad del incremento de temperatura depende de la resistencia térmica y la capacidad térmica del sensor y su entorno. El circuito eléctrico de la Fig.6-6 es una analogía térmica, donde P es igual a la potencia eléctrica disipada por el sensor, C_{th} representa la capacidad térmica del sensor, y R_{th} representa la resistencia térmica del sensor respecto su entorno.

La evolución temporal del incremento de temperatura desde el momento en que se polariza el sensor se puede ver en la Fig.6-7 donde, se observa cómo transcurrido un tiempo, la temperatura se estabiliza alcanzando un valor asintótico dado por la relación:

$$\Delta T = P R_{th} \quad (6-2)$$

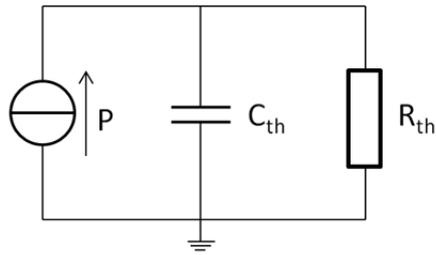


Fig.6-6. Modelo termo-eléctrico de primer orden para el detector de temperatura.

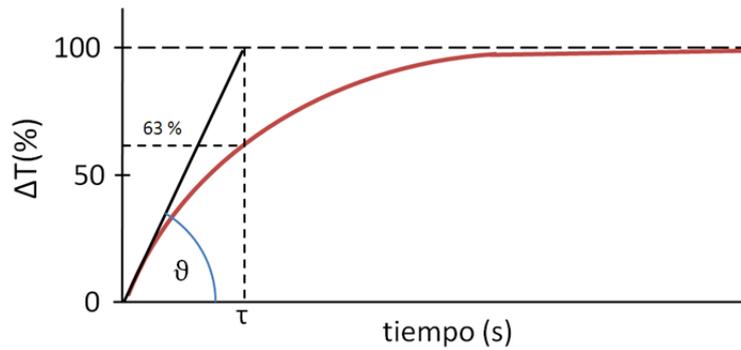


Fig.6-7. Incremento de temperatura desde el momento que el sensor es polarizado.

La pendiente inicial de la Fig.6-7 aporta información referente a la capacidad térmica del sensor de acuerdo con la expresión (6-3):

$$\tan \vartheta = \frac{dT}{dt} = \frac{P}{C_{th}} \quad (6-3)$$

De la expresión (6-2) se deduce que para evitar el auto-calentamiento, la resistencia térmica entre el sensor y su entorno debe ser pequeña. En tanto que a partir de la expresión (6-3), se deduce que para tener una buena respuesta dinámica su capacidad térmica debe ser lo más pequeña posible.

Al finalizar este apartado se podrá determinar la corriente de polarización adecuada [1] para asegurar un determinado incremento de temperatura según la expresión.

$$I = \sqrt{\frac{\Delta T}{R_{th} \cdot R}} \quad (6-4)$$

b.1 Material y método

El objetivo del método es determinar el incremento de temperatura debido a la disipación de potencia de la corriente de polarización del sensor. La expresión (6-4) se puede reescribir para obtener el valor de la resistencia térmica del sensor:

$$R_{th} = \frac{\Delta T}{I^2 \cdot R} \quad ({}^{\circ}C/mW) \quad (6-5)$$

donde la corriente y la resistencia eléctrica son conocidas, y ΔT es el incremento de temperatura que se medirá experimentalmente. La configuración experimental monitoriza el valor de la resistencia eléctrica del sensor desde el instante inicial de la excitación del mismo mediante una corriente de polarización conocida.

La monitorización de la curva de autocalentamiento se obtiene mediante la configuración instrumental de la Fig.6-8. La medida del valor de resistencia del detector de temperatura se realiza utilizando la técnica de medida de cuatro hilos. El sistema dispone de una fuente de corriente programable para la polarización del detector de temperatura de Rutenio y un voltímetro para adquirir la caída de tensión en bornes del detector de temperatura de Rutenio. La fuente de corriente está implementada por la fuente de corriente de precisión modelo K6221 del fabricante Keithley, se trata de una fuente de corriente constante con capacidad de generar corrientes estables en el rango de 1 pA a 100 mA. El voltímetro está implementado por el multímetro de precisión modelo K2700, también del fabricante Keithley. Este multímetro realiza medidas de precisión de bajos valores de tensión entre 1 nV y 30 V, posee una pantalla de visualización de 6½ dígitos, baja corriente en modo común y una impedancia de entrada mayor que 10 GΩ. La precisión de las lecturas está entre 50 ppm a 65 ppm de la lectura.

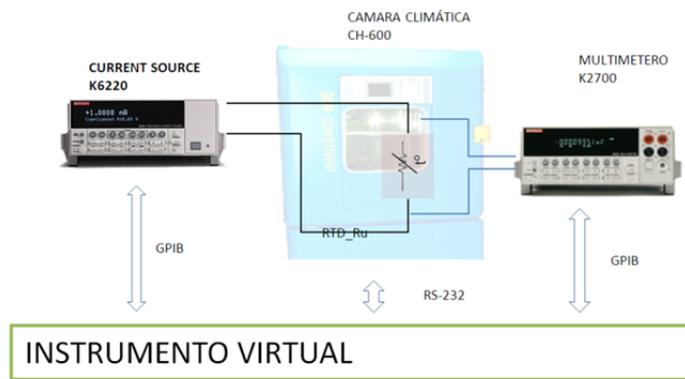


Fig.6-8. Esquema ilustrativo de la configuración para la medida del autocalentamiento.

En esta ocasión, el instrumento virtual fija la temperatura de la cámara climática. Una vez estabilizada la temperatura se activa la fuente de corriente que polariza el detector de temperatura y el multímetro monitoriza la tensión en bornes de la resistencia. El procesado de los datos de tensión y corriente proporciona información sobre la evolución de la resistencia eléctrica del detector de Rutenio. Esta información es traducida a temperatura reescribiendo la relación (5-2):

$$\Delta T = \frac{R_m - R_o}{R_o} \propto \quad (6-6)$$

donde R_m es la resistencia medida con el multímetro, R_o la resistencia nominal y α el coeficiente de temperatura de sensor RTD estudiado.

De forma simultánea, la potencia se calcula procesando los datos adquiridos de corriente y resistencia mediante el multímetro. Por último el valor experimental de la resistencia térmica se obtiene tras promediar el resultado de la expresión (6-5) para las medidas recopiladas en un intervalo de tiempo dado. El rango de corrientes de polarización fue desde -10 mA hasta 10 mA con saltos de 2 mA. Para

cada corriente de polarización se tomaron 220 muestras en un intervalo de 15,85 min (velocidad de muestreo igual a 4,322 s por muestra). La duración del experimento fue de 174,36 min en total.

b.2 Resultados experimentales

Uno de los prototipos del sensor de corriente se introdujo en la cámara climática y se midió la caída de tensión en bornes del detector de Rutenio para distintas corrientes de polarización. En la Fig.6-9 se representa la evolución temporal del incremento de la temperatura y la potencia disipada en el detector de Rutenio. Para cada corriente de polarización se observa un tramo donde el incremento de temperatura se estabiliza.

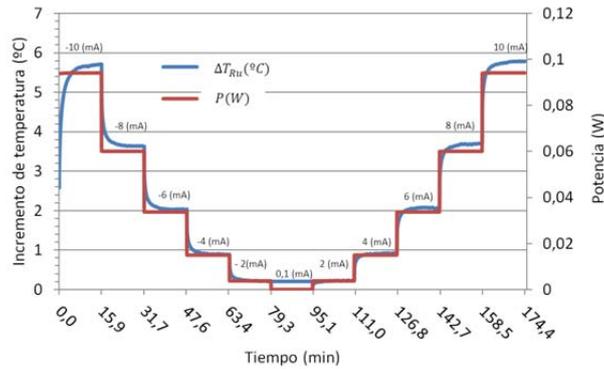


Fig.6-9. Variación de la temperatura y la potencia en el detector de temperatura RTD.

Extrayendo los valores parciales del incremento de resistencia respecto del incremento de corriente de polarización se puede emplear la ecuación (6-5) para cuantificar la resistencia térmica del sensor. El valor de resistencia térmica obtenida es de 60 °C/W ó 0,06 °C/mW. En la Fig.6-10 se puede ver una representación de la resistencia térmica a partir del procesamiento punto a punto de los datos mostrados en la Fig.6-9. En ella se observa unos picos en el valor de la resistencia térmica correspondiente a la evolución dinámica de la respuesta térmica del sensor ante los incrementos de corriente al tiempo de respuesta del sensor. El valor de resistencia térmica indicado de 60,1 Ω/mW es el promedio de las medidas realizadas en los 11 tramos o regiones de estabilización de la temperatura.

Se monitorizó el incremento de temperatura debido a un incremento en la corriente de polarización de 10 mA con la finalidad de monitorizar experimentalmente e ilustrar gráficamente el tiempo de estabilización térmica, está vez con una velocidad de muestreo mayor que la prueba anterior (1,455 s por muestra). La respuesta experimental mostrada en la Fig.6-11 se acomoda a un sistema de primer orden con un tiempo de subida de 11,60 s y cuyo $\Delta T(^{\circ}C)$ final es igual 5,8 °C. Como se mencionó al principio el tiempo de estabilización térmica es igual al tiempo de subida obtenido.

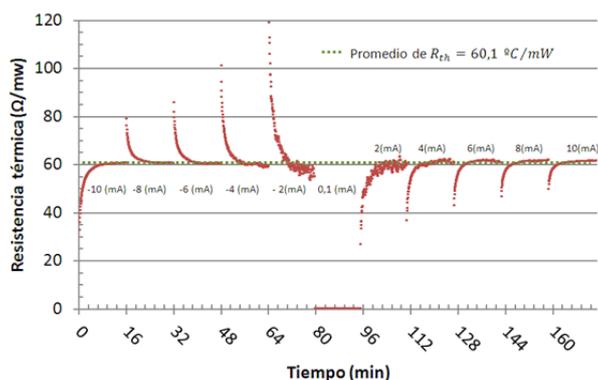


Fig.6-10. Representación de la evolución de la potencia y el valor calculado de resistencia térmica.

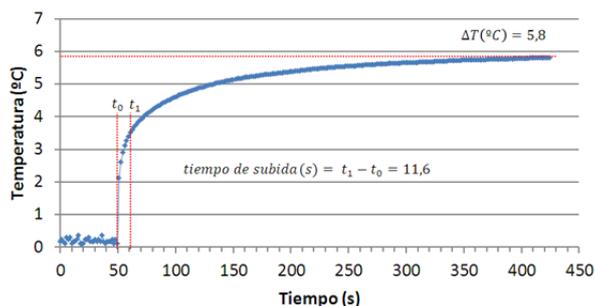


Fig.6-11. Evolución de la temperatura ante un incremento de la corriente de polarización de 10 mA.

c) Inmunidad magnética

El detector de temperatura se encuentra integrado en las proximidades de los sensores magnéticos del detector de corriente. Por ello estará sometido al mismo campo magnético que los sensores MR y cualquier variación no deseada del valor de resistencia del detector de temperatura debido al campo magnético debe ser cuantificada. La inmunidad magnética es la relación entre la variación de resistencia ante la variación de un campo magnético.

c.1 Material y método

El ensayo de inmunidad magnética se realizó en las instalaciones del INESC-MN de Lisboa con el banco de pruebas de la Fig.6-12. Este mismo banco de pruebas se utiliza para la caracterización física de los elemento MR fabricados. El equipamiento permite el ensayo directo con sensores todavía durante el proceso de microfabricación o sensores ya integrados en un chip o placa de circuito impreso. La conexión entre la muestra y el equipo de medida se realiza gracias a unas puntas de prueba montadas sobre unos microposicionadores (resolución 10 μm) que permiten contactar los terminales micro-fabricados. Por ello, el posicionamiento de las puntas de prueba se realiza con la ayuda de una lupa estereoscópica.

La característica de magnetización se obtiene tomando medidas de resistencia bajo diferentes intensidades de campo magnético generado mediante unas bobinas de Helmholtz alimentadas por una fuente de corriente de potencia bipolar modelo BOP 50-4 del fabricante Kepco.

Todos los equipos del banco de pruebas están conectados a través de un bus GPIB a un computador, donde un software desarrollado por el personal del INESC-MN permite establecer de forma sencilla algunas variables del ensayo. La interfaz de usuario permite establecer la corriente de polarización del detector de temperatura y los valores de la intensidad del campo magnético. Durante la ejecución automática del ensayo, el software se encarga de adquirir la caída de tensión sobre el detector de temperatura y mostrar su representación gráfica extrayendo los principales parámetros de la curva de magnetización. El software incluye la opción de almacenar en formato texto los resultados del experimento para su posterior procesado.

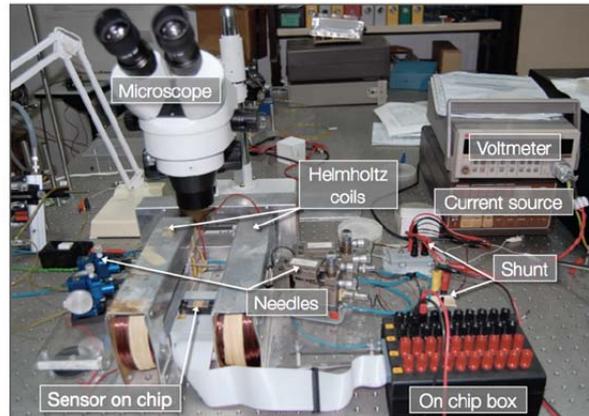


Fig.6-12. Fotografía del banco de pruebas para la obtención de la curva R-H.

c.2 Resultados experimentales

La inmunidad magnética del detector de Rutenio se obtuvo a temperatura ambiente sometiendo al detector bajo prueba a un campo magnético de intensidad -150 Oe a 150 Oe con incrementos de 30 Oe. Un ejemplo de la evolución de la resistencia en función del campo magnético aplicado se puede ver en la Fig.6-13, donde se observa un coeficiente de correlación cuadrático respecto del campo magnético de valor 0,001. La repetición del experimento confirma que las variaciones de resistencia son aleatorias y achacables a las fluctuaciones de la temperatura ambiente. Este mismo valor fue observado en la caracterización del sensor de platino.

Es importante mencionar que este ensayo se realizó durante la etapa de fabricación del sensor de corriente, es decir, el detector de temperatura de Rutenio se encontraba desnudo. De ahí su rápida respuesta ante los cambios de la temperatura ambiente. La variación del valor de resistencia observada en la gráfica es debida a una fluctuación de la temperatura ambiente correspondiente a 0,1 °C sobre 23 °C, por lo tanto se concluye que el detector de rutenio es inmune a campos magnéticos de intensidades menores a 150 Oe.

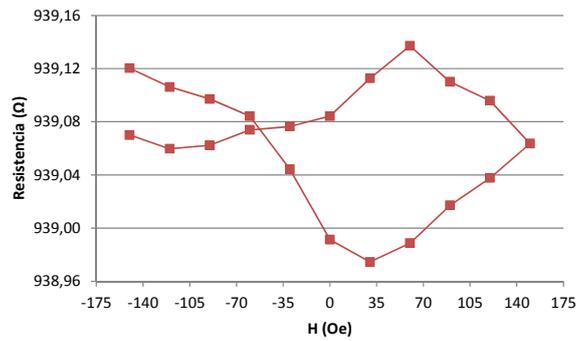


Fig.6-13. Variabilidad de la resistencia frente a campo magnético del detector de temperatura basado en Rutenio a temperatura ambiente.

6.2 Caracterización del conductor de corriente principal

La caracterización del conductor principal de corriente consiste en determinar su resistencia eléctrica y sus parámetros térmicos. Se estudiará asimismo el calentamiento producido por el conductor.

Los mencionados parámetros nos permiten calcular la temperatura del conductor dada una corriente. La temperatura límite de funcionamiento estrictamente es la temperatura a la cual el conductor actúa como un fusible, esta temperatura es en el caso del cobre de 1050 °C.

a) Método

La caracterización eléctrica del sensor de corriente se realizó en las instalaciones del Departamento de Ingeniería Electrónica de la Universidad de Valencia. Basándose en el método descrito para la caracterización del detector de temperatura, se desarrolló un banco de prueba capaz de generar una corriente de referencia estable de alta intensidad y adquirir el valor de resistencia eléctrica del conductor principal y del detector de temperatura. En la Fig.6-27 se puede ver una representación del banco de pruebas destacando los distintos módulos en los que se divide: generador de corriente de referencia, monitorización de las variables de interés e instrumento virtual.

La corriente de prueba o referencia que medirá el sensor se genera empleando un amplificador de transconductancia de potencia controlado por un generador de señales. El amplificador de transconductancia modelo PCS-2/B del fabricante Krohn-Hite está calibrado en fábrica empleando instrumentos y resistencias de carga homologados por el NIST. (*National Institute of Standards & Technology*). Su uso está indicado para aplicaciones de calibración de equipos, como pueden ser entre otros, un vatímetro, un medidor de carga o un amperímetro. La salida en corriente es directamente proporcional a una tensión de entrada que puede ser DC o AC hasta 1 kHz, con valor máximo de $\pm 10 V$ en continua ó $7 V_{rms}$. Por lo tanto, la salida de corriente puede proporcionar un máximo de 10 A en función del rango de corriente seleccionado y de la tensión de entrada. El factor de conversión tensión-corriente puede ser de: 1:1, 1:0,1, 1:0,01, 1:0,001 y 1:0,0001. La Tab. 6-2 muestra la resolución en función del rango seleccionado.

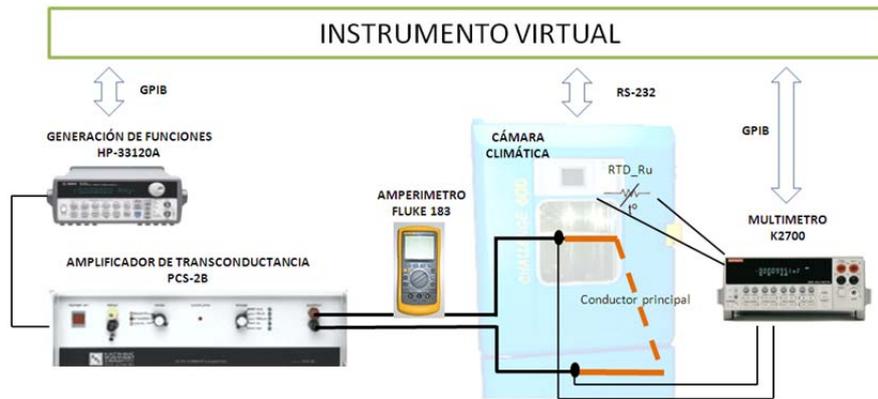


Fig.6-14. Esquema de la configuración experimental para la caracterización DC de la pista de corriente.

Tab. 6-2. Principales características del amplificador de transconductancia PCS-2/B.

Rango	Resolución	Tensión permitida (Vdc o ACpico)	Regulación de carga	Distorsión (50 Hz a 1 kHz)
10 A	10 μ A	1,5	$\pm 0,015$ %	<0,5 %
1 A	1 μ A	5	$\pm 0,015$ %	<0,1 %
100 mA	100 nA	5	$\pm 0,01$ %	<0,1 %
10 mA	10 nA	5	$\pm 0,01$ %	<0,1 %
1 mA	1 nA	5	$\pm 0,01$ %	<0,1 %

El amplificador de transconductancia está controlado por una tensión proporcionada mediante el generador de onda arbitraria HP33120A del fabricante Hewlett-Packard. Utilizando técnicas de DDS (Direct Digital Síntesis), el generador es capaz de crear señales de salida estables, precisas y limpias con baja distorsión. En esta aplicación el dispositivo fue configurado en modo continuo y alta impedancia de salida.

La corriente de prueba es monitorizada mediante el multímetro modelo 183 del fabricante Fluke. El instrumento es un equipo de mano alimentado a batería destinado a la medida de parámetros eléctricos. En esta aplicación trabaja como amperímetro de continua ofreciendo las prestaciones de funcionamiento recogidas en la Tab. 6-3.

Por otro lado, la caída de tensión en bornes del conductor principal y el valor de resistencia del detector de temperatura son adquiridas por un multímetro de bajo ruido de 6-1/2 dígitos. La tarjeta de adquisición K2777 y el multímetro K2700 del fabricante Keithley combina una alta resolución con

alta velocidad y precisión. La tarjeta de adquisición fue configurada para medida en tensión continua, rango automático y filtrado medio. Para medidas de tensión en continua tiene una exactitud de 7 ppm. Para la medida de la resistencia eléctrica del detector de temperatura se configuró en modo automático.

Tab. 6-3. Especificaciones de la medida de corriente DC para el amperímetro Fluke-183.

Rango	Resolución		Exactitud
	5000 recuentos	50000 recuentos	
5 A	1 mA	100 μ A	$\pm(0,4\%+2$ recuentos)
10 A (durante 3 min)	10 mA	1 mA	$\pm(0,8\%+2$ recuentos)

Todos los instrumentos del banco de pruebas están controlados por un instrumento virtual desarrollado con el software Labiew. La comunicación entre el computador y los equipos se realizó a través del bus GPIB. El software desarrollado permite establecer de forma intuitiva el rango de corriente de test y la temperatura del ensayo. En la pantalla de usuario se deben establecer la corriente de polarización, la corriente de prueba máxima, mínima y número de puntos de corriente a ensayar. El ensayo automático consiste en generar un barrido de corrientes y para cada intensidad de corriente de prueba generada se adquieren el valor de tensión de la salida del puente de Wheatstone y el valor de resistencia del detector de temperatura. El análisis de los datos obtenidos determinará la resistencia eléctrica del conductor, la resistencia térmica y su respuesta dinámica.

b) Resultados experimentales

b.1 Caracterización óhmica

El valor de resistencia eléctrica fue obtenido experimentalmente para intensidades de corriente de 10 A, 8 A, 6 A, 4 A, 2 A y 0,001 A con una velocidad de muestreo de 5,734 s por muestra y 630 muestras por intervalo de corriente. La duración total del ensayo fue de 361,6 min. La representación de los valores de resistencia experimentales se muestran en la Fig.6-15. En el tramo correspondiente a la corriente de 0,001 A las medidas obtenidas fueron descartadas, en el resto de las intensidades de prueba se observan intervalos donde el valor de resistencia eléctrica se mantiene uniforme. Las pequeñas variaciones del valor de la resistencia eléctrica obtenida entre intervalos son debidas a la variación de la resistencia producida por el efecto Joule sobre la pista de cobre.

El valor medio de la resistencia eléctrica obtenida experimentalmente fue de 0,1490 m Ω . La representación de la densidad de valores en la Fig.6-16 muestra una distribución uniforme siendo la incertidumbre asociada igual a $\pm 0,010$ m Ω .

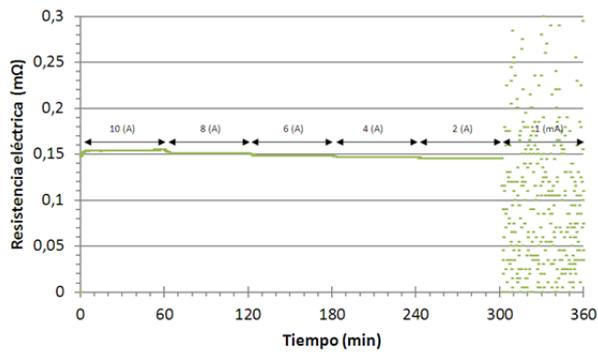


Fig.6-15. Valor de la resistencia eléctrica del conductor de corriente para distintas intensidades de corriente.

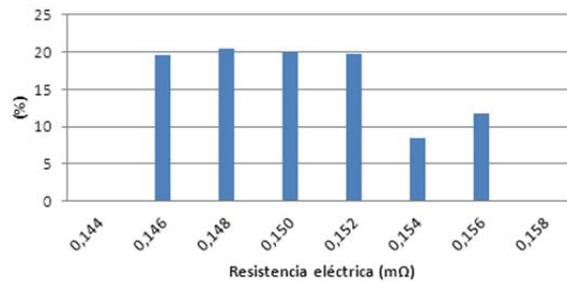


Fig.6-16. Histograma del valor de la resistencia del conductor principal para una población de 3150 muestras.

b.2 Autocalentamiento.

Para la medida del calentamiento producida por la pista de corriente eléctrica sobre los sensores MR, se utilizó el detector de Rutenio como elemento de referencia para la medida de temperatura. El procedimiento experimental es básicamente el mismo que el expuesto para la investigación del autocalentamiento del detector de temperatura. En este experimento la fuente de corriente de polarización es la fuente de corriente de potencia y la resistencia donde se disipa la potencia es el conductor de corriente y el encapsulado.

Las intensidades de la corriente de prueba y las condiciones de muestro fueron las mismas que las indicadas en el subapartado anterior para la obtención de la resistencia eléctrica del conductor. En la Fig.6-17 se representa la potencia experimental disipada en el conductor principal mientras que en la Fig.6-18 se muestra la evolución de la temperatura medida con el detector de temperatura de rutenio. En cada decremento de la consigna de corriente se observa una transición de la temperatura hasta alcanzar su correspondiente valor asintótico. Los intervalos correspondientes a las intensidades de 2 A y 0,001 A fueron excluidos por producir un incremento de la temperatura muy bajo.

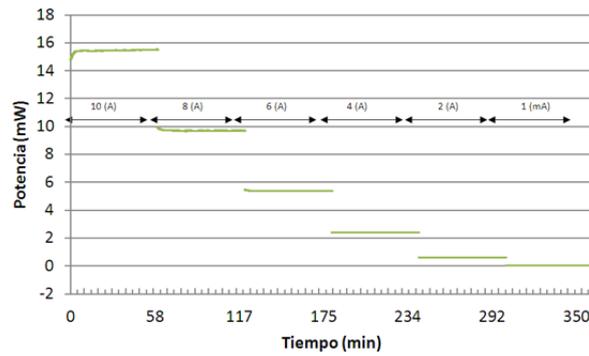


Fig.6-17. Representación de la potencia disipada en el conductor de corriente.

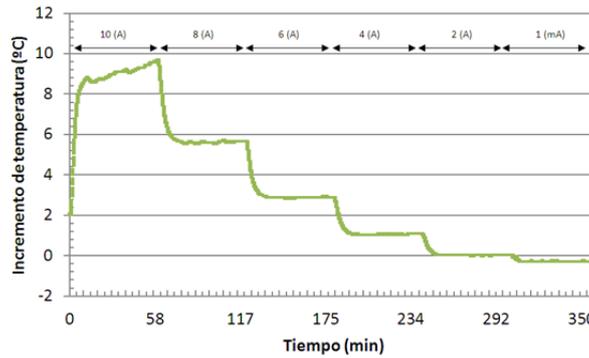


Fig.6-18. Incremento de la temperatura debido a la disipación de potencia en el conductor principal.

A partir de las medidas de temperatura y potencia se procesan los datos de acuerdo a la expresión (6-5) para la obtención de la resistencia térmica. En la representación de la Fig.6-19 se observa de nuevos unos picos correspondientes a las transiciones térmicas en el momento en que se cambia la consigna de la corriente de prueba. Así pues, el valor experimental de la resistencia térmica igual a $0,42 \text{ }^{\circ}\text{C/mW}$ se obtuvo promediando los valores correspondientes a las regiones estables de las intensidades de 10 A, 8 A, 6 A y 4 A.

Para finalizar el estudio térmico del conductor principal de corriente se analizó el comportamiento dinámico para una salto de corriente de 10 A manteniendo las condiciones de muestreo de los ensayos anteriores. El análisis de la Fig.6-20 que representa la evolución del incremento de la temperatura proporciona un tiempo de respuesta de 315 s. Este tiempo es mucho mayor que el obtenido para el detector de temperatura debido a la mayor masa y distancia de separación entre el conductor principal y el detector de temperatura.

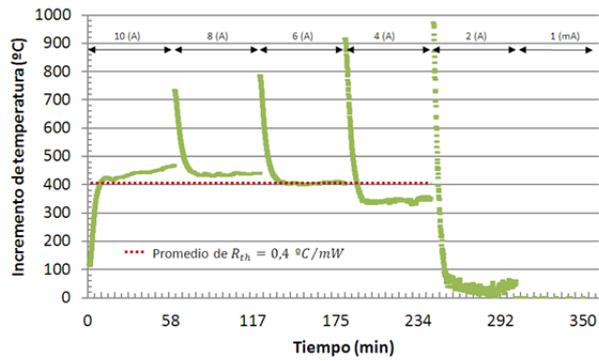


Fig.6-19. Cálculo de la resistencia térmica entre el conductor principal y el detector de temperatura RTD.

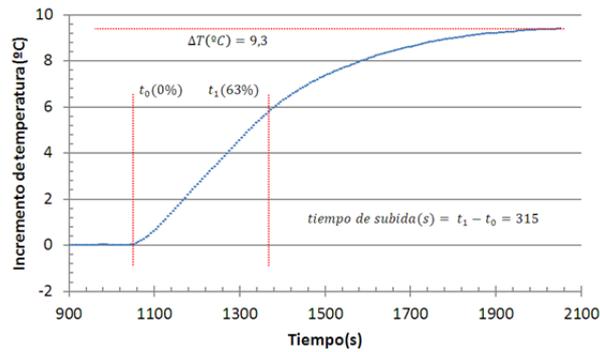


Fig.6-20. Incremento de la temperatura debido a un incremento de la corriente de 10 A.

6.3 Caracterización de los elementos válvula de espín

Una vez finalizado el proceso de microfabricación en el interior de la sala limpia, los sensores son testeados para verificar su funcionamiento y así continuar con el proceso de fabricación descrito en el capítulo anterior. La primera medida que se realiza sobre los elementos sensores es la de resistencia eléctrica. Los sensores que superan esta prueba son estudiados obteniendo su curva de magnetización con el fin de extraer sus fundamentales parámetros descriptivos, tales como su resistencia nominal, grado de histéresis, intensidad del efecto magnetorresistivo y el rango de campo magnético correspondiente a su respuesta lineal entre otros. Los resultados de esta primera caracterización experimental ofrecen una visión de la viabilidad del sensor de corriente.

a) Método

La configuración para la obtención de la curva de magnetización se realizó con el instrumental de la Fig.6-12, utilizado también para investigar la inmunidad magnética del detector de temperatura. En esta ocasión en lugar de estudiar la inmunidad magnética del detector de temperatura, se pretende obtener la sensibilidad de los elementos sensores magnetorresistivos fabricados.

Es importante resaltar que las medidas de resistencia obtenidas con el banco de pruebas hacen referencia a la resistencia equivalente del elemento válvula de espín que se quiere caracterizar en paralelo con el resto de elementos que forma el puente de Wheatstone tal y como muestra la Fig.6-21.

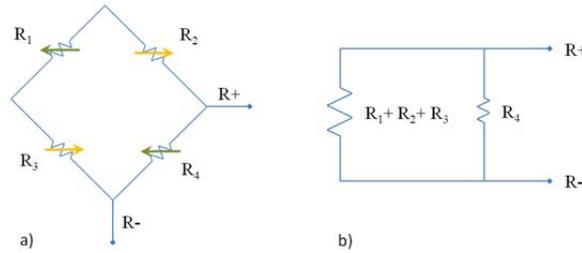


Fig.6-21. Ejemplo de la medida del valor de una de las MR que componen el puente de Wheatstone y su circuito eléctrico equivalente.

Por ello, cada toma de datos debe ser post-procesada partiendo de las siguientes ecuaciones:

$$R_{m1} = R_1 \parallel (R_2 + R_3 + R_4) = R_1 \frac{R_2 + R_3 + R_4}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} \quad (6-7)$$

$$R_{m2} = R_2 \parallel (R_1 + R_3 + R_4) = R_2 \frac{R_1 + R_3 + R_4}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} \quad (6-8)$$

$$R_{m3} = R_3 \parallel (R_1 + R_2 + R_4) = R_3 \frac{R_1 + R_2 + R_4}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} \quad (6-9)$$

$$R_{m4} = R_4 \parallel (R_1 + R_2 + R_3) = R_4 \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} \quad (6-10)$$

Siempre y cuando los valores de resistencia nominales de las cuatro MR sean próximos entre sí, se pueden considerar de igual valor y las expresiones (6-7), (6-8), (6-9) y (6-10) se reducen a una única expresión (6-11) permitiendo un cálculo simplificado y rápido. En este trabajo de tesis se utiliza un programa de procesado matemático para obtener una estimación de los valores de R_1 , R_2 , R_3 y R_4 a partir de las expresiones anteriores y los valores de resistencia medidos R_{m1} , R_{m2} , R_{m3} y R_{m4}

$$R_{mn} = \frac{3}{4} R_n \quad (6-11)$$

b) Resultados

La curva de magnetización se obtuvo con los sensores en los últimos pasos del proceso de microfabricación ilustrado en la Fig.(5-30) y posteriormente con los sensores montados sobre la placa de circuito impreso mostrado en la Fig.(5-35). Las medidas se tomaron polarizando el elemento válvula de espín con una corriente constante de 1 mA y un barrido de campo magnético en el rango de ± 160 Oe. En los rangos de -160 Oe a -80 Oe y 80 Oe a 160 Oe con pasos de 10 Oe, en cambio, en el rango de ± 80 Oe correspondiente a la región lineal se realizó con pasos de 4 Oe con el fin de proporcionar una imagen más detallada del comportamiento del sensor en la región de interés y no emplear un tiempo excesivo en el ensayo. Un ejemplo de la familia de curvas obtenidas para cuatro elementos de un puente de Wheatstone se puede ver en la Fig.6-22.

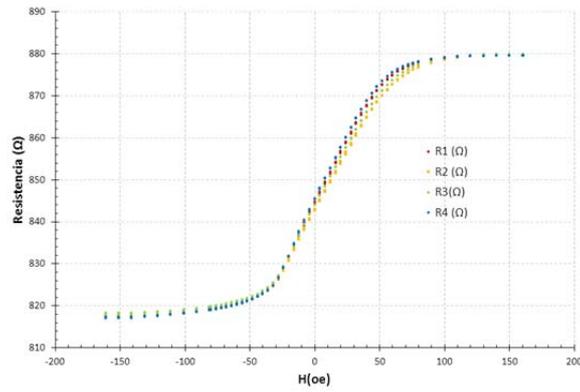


Fig.6-22. Familia de curvas magnéticas correspondiente a cada una de los cuatro elementos que componen un sensor de corriente.

Se estudió una familia de 24 elementos magnetorresistivos, que constituyen 6 sensores de corriente. De cada curva de magnetización se puede extraer el valor de resistencia nominal del elemento, la histéresis, la variación máxima de resistencia, la intensidad del efecto magnetorresistivo, el rango lineal y la sensibilidad del elemento.

- Valor de resistencia nominal

El valor de resistencia nominal se tomó como el valor de resistencia de un elemento magnetorresistivo bajo la influencia de un campo magnético de valor nulo. La Fig.6-23 muestra visualmente el valor de resistencia medido para los dos cruces por campo magnético nulo correspondiente a cada uno de los 24 elementos analizados. Los elementos están agrupados por circuitos de puente de Wheatstone que han sido etiquetados de acuerdo a la leyenda SV6_X, donde X es el identificativo particular de cada uno de ellos.

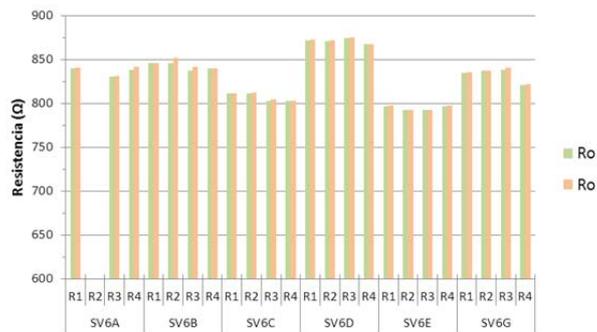


Figura 6-23. Recopilación de los valores de resistencia nominal para cada elemento analizado.

Fig.6-23. Recopilación de los valores de resistencia nominal para cada elemento analizado.

Los valores de resistencia nominales obtenidos experimentalmente difieren significativamente del valor de resistencia estimado de 1000 Ω en el diseño. El motivo es que en los cálculos de diseño no se tuvo en consideración el solapamiento de los terminales de las pistas de conexión del circuito puente

de Wheatstone de la Fig.5.3. A la región activa de los elementos MR considerada en el diseño hay que restarle el área $10\ \mu\text{m} \times 3\ \mu\text{m}$ de solapamiento de cada terminal. Recalculando la resistencia estimada para un área activa de $130\ \mu\text{m} \times 3\ \mu\text{m}$ se obtiene un el valor de resistencia de $850\ \Omega$. La discrepancia remanente con los valores de resistencia experimentales puede estar motivada por el proceso de deposición de los materiales y la resistencia óhmica de los contactos. Analizando los valores de resistencia por puentes de Wheatstone se observan pequeñas diferencias entre los valores de resistencia. Estas discrepancias provocaran un desequilibrio en el puente de Wheatstone originando una tensión de desequilibrio u offset en sus terminales de salida.

- Histéresis

En la curva de magnetización no se distingue visualmente el fenómeno de **histéresis**, pero un procesado meticuloso de los datos muestra un valor de histéresis en el valor de resistencia inferior a $1\ \Omega$ en la mayoría de los casos, tan solo el 8% de los valores se encuentra sobre el valor de $1\ \Omega$. El cálculo de los valores ilustrados en la Fig.6-24 se obtuvo procesando la diferencia entre los dos valores de resistencia adquiridos experimentalmente bajo un campo magnético nulo en sentido creciente y decreciente del campo.

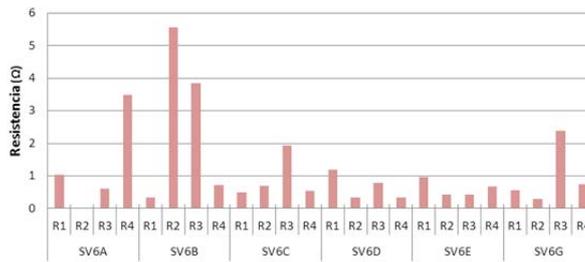


Fig.6-24. Histéresis calculada para cada elemento analizado.

- Máxima variación de resistencia

La importancia de la histéresis se puede valorar respecto a la variación máxima de resistencia. En este sentido, la Fig.6-25 ilustra la máxima variación de resistencia obtenida a partir de los datos experimentales de la Fig.6-23. La variación máxima promedio es de $63\ \Omega$. Así pues el valor de histéresis obtenido anteriormente supone un $1,6\ \%$ de la máxima variación de resistencia.

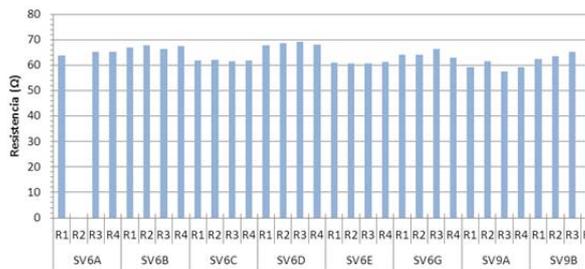


Fig.6-25. Máxima variación de resistencia de los elementos analizados para una excursión de $\pm 160\ \text{Oe}$.

- Intensidad del efecto magnetorresistivo

La intensidad del efecto MR se puede calcular procesando los datos de la resistencia nominal y la máxima variación de resistencia de acuerdo a la expresión (2-1). En la Fig.6-26 se ilustran los resultados obtenidos de donde se obtiene que el valor medio del efecto magnetorresistivo es del 8,2 %. Valor un poco superior al estimado durante el diseño. El histograma de los resultados mostrado en la Fig.6-26 revela el comportamiento gaussiano de la intensidad del efecto magnetorresistivo.

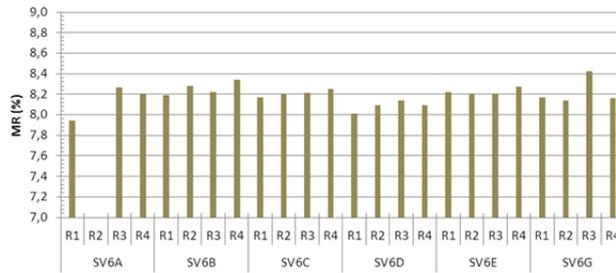


Fig.6-26. Recopilación de los valores del efecto MR de los elementos analizados.

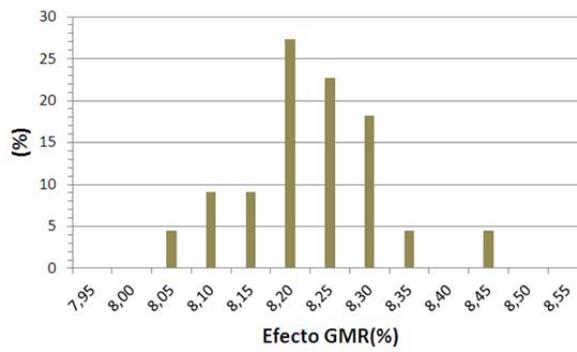


Fig.6-27. Representación de la función de densidad del valor del efecto magnetorresistivo para la población de 23 elementos analizados.

El rango lineal se define como el intervalo de campo magnético en el cual el valor de la magnetorresistencia se encuentra entre el 20 % y el 80 % de su valor mínimo. Analizando la Fig.6-22 se puede extraer un rango lineal de 62 Oe que va desde -22 Oe a 42 Oe. Tomando los valores de resistencia correspondientes, la sensibilidad en Ω/Oe viene dada por:

$$S = \frac{\partial R}{\partial H} = \frac{R_{80\%} - R_{20\%}}{H_{80\%} - H_{20\%}} \approx \frac{37,5}{62} \approx 0,6 \Omega/Oe \quad (6-12)$$

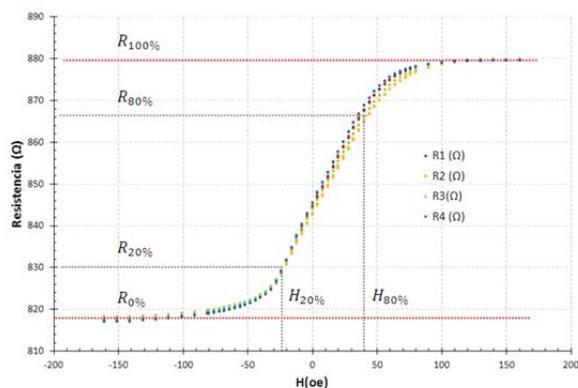


Fig.6-28. Determinación del rango lineal de la curva de magnetización.

6.4 Caracterización del sensor de corriente eléctrica

La caracterización eléctrica del puente de Wheatstone permite conocer su comportamiento frente a diferentes corrientes eléctricas y bajo distintas condiciones. La característica estática aporta información sobre la respuesta del sensor MR ante corrientes eléctricas continuas. En cambio, la característica AC estudia el rango de frecuencias para la corriente de ensayo en las que la respuesta del sensor se mantiene próxima a la característica estática. La combinación de los resultados de los ensayos anteriores determinará la transimpedancia o función de transferencia del sensor de corriente.

Por otro lado, se estudiará el comportamiento térmico del sensor. Para ello se obtendrá su característica estática para diferentes temperaturas de trabajo. Al igual que se analizó para el detector de temperatura y el conductor principal, se investigará el efecto de autocalentamiento del sensor debido a su corriente de polarización.

a) Caracterización estática del puente de Wheatstone

La característica estática del sensor proporciona información referente a la sensibilidad, la tensión de desequilibrio de la salida del puente y la resistencia equivalente del puente.

a.1 Método

El método empleado es una combinación del descrito en la Fig.6-8 y la Fig.6-14, adaptando los instrumentos virtuales para analizar la sensibilidad, offset, temperatura y resistencia equivalente del puente de Wheatstone. El banco de pruebas resultante se puede ver en la Fig.6-29. El puente de Wheatstone es polarizado por una corriente constante. El generador de corriente modelo K6621 del fabricante Keithley proporciona una corriente de precisión estable de 1 fA hasta 100 mA. Por otro lado, la tensión diferencial de salida del sensor de corriente y la tensión del puente de Wheatstone son adquiridas por un multímetro de bajo ruido de 6-1/2 dígitos. La tarjeta de adquisición K2777 y el multímetro K2700 del fabricante Keithley combinan una alta resolución con alta velocidad y precisión. La tarjeta de adquisición fue configurada para medida en tensión continua, rango automático y filtrado medio. Para medidas de tensión en continua tiene una exactitud de 7 ppm.

En la pantalla de usuario se deben establecer la corriente de polarización, la corriente de test máxima, mínima y número de puntos de corriente a ensayar. El test automático consiste en generar un barrido de corrientes en sentido ascendente y descendente. Para cada intensidad de corriente de test generada se adquieren el valor de tensión de la salida del puente de Wheatstone y su tensión de polarización. La recopilación gráfica de los resultados ilustra la característica estática del sensor de corriente.

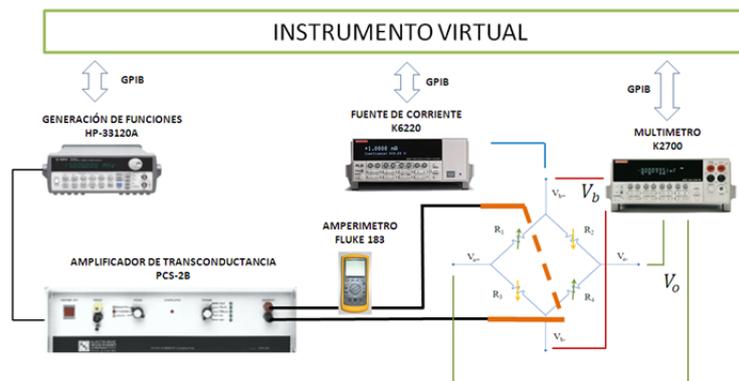


Fig.6-29. Esquema de la configuración experimental para la caracterización DC.

a.2 Resultados de la caracterización eléctrica

A continuación se presenta y analiza los resultados experimentales obtenidos. Todos los sensores de corriente estudiados proporcionan comportamientos similares, por lo tanto para simplificar la exposición se muestra como ejemplo las representaciones gráficas de un sensor aportando en cada conclusión parcial los valores obtenidos para los 6 sensores empleados.

Las primeras pruebas se realizaron con intensidad de corriente de ensayo de ± 1 A. Progresivamente con sentido creciente y decreciente se fue elevando la intensidad hasta alcanzar la capacidad máxima de corriente del banco de ± 10 A. Las tensiones de salida del puente de Wheatstone representadas en la Fig.6-30 se realizaron polarizando el puente con una corriente constante de 1 mA y un barrido de corriente de prueba de ± 10 A con incrementos de 2 A. La toma de datos se realizó con pocos puntos de corriente para reducir el tiempo de ensayo y así evitar la posible influencia de la temperatura debido al calentamiento del conductor. Como se vió en el apartado 6.2 una corriente de 10 A puede llegar a producir un incremento en la temperatura de hasta 9 °C transcurrido un tiempo de 5.05 min.

La sensibilidad obtenida es de 0,1407 mV/A y una tensión de desequilibrio de -2,1980 mV. El modelo matemático de la característica se puede obtener realizando la regresión por mínimos cuadrados. Observando la representación gráfica en combinación con el valor del coeficiente de correlación cuadrático de valor 0,9996 se puede afirmar que el valor de histéresis es muy reducido, casi inexistente. Respecto de la tensión de desequilibrio, está es coherente respecto las discrepancias existentes entre los valores de resistencia de la Fig.6-22 obtenidos en la caracterización física de los elementos sensores.

El mismo experimento se reprodujo en varias fechas con el fin de analizar la repetitividad de los resultados obtenidos. Estos se pueden ver en la Tab. 6-4, los resultados de las tres primeras filas son experimentos realizados el mismo día, mientras que la última fila corresponde a un único experimento realizado 3 días después. La discrepancia entre valores de la sensibilidad es de 0,15 μ V/A.

La variación máxima de la tensión de salida para una variación de corriente eléctrica de ± 10 A se corresponde con una variación de resistencia de los elementos MR de aproximadamente $\pm 2,82 \Omega$. Por lo tanto, extrapolando los resultados obtenidos, una corriente de ± 50 A producirá una variación de campo magnético que causará una variación de resistencia en los elementos válvula de espín de $\pm 14,1 \Omega$. Esta variación está dentro del rango lineal de sensor. Este valor se encuentra debajo de la variación máxima de 63Ω obtenida durante la caracterización física.

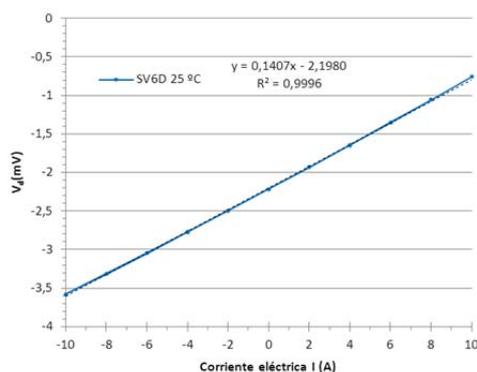


Fig.6-30. Característica eléctrica DC correspondiente al sensor de corriente SV6D para un corriente de ensayo de ± 10 A en sentido creciente y decreciente.

Tab. 6-4. Repetitividad del experimento de caracterización eléctrica DC.

Fecha	SV6D			SV6E		
	S(mV/A)	Voff(mV)	r	S(mV/A)	Voff(mV)	r
10_02_23_A	0,14055	-2,2125	0,9998	0,3373	-3,1234	0,994
10_02_23_B	0,1405	-2,2158	0,9998	0,3584	-3,1648	0,995
10_02_23_C	0,14045	-2,216	0,9998	0,3384	-3,1565	0,995
10_02_26_A	0,1406	-2,198	0,9996	0,348	-3,2339	0,998
Promedio	0,1407	-2,2105		0,3454	-3,1695	

b) Caracterización dinámica (AC) del sensor de corriente

Cuando la variable a medir cambia con el tiempo apreciablemente la respuesta de los sensores generalmente no puede seguir la señal con fidelidad [5]. La razón es que la respuesta del sensor y el acoplamiento con el estímulo no siempre responden instantáneamente. Los ensayos descritos a continuación tienen la finalidad de obtener experimentalmente la función de transferencia del sensor entendida como transimpedancia $Z(jf)$ y su comportamiento dinámico en el dominio temporal.

b.1 Método

La configuración experimental de la Fig.6-31 representa conjuntamente los equipos y conexionado empleado para la obtención de la respuesta en frecuencia y la respuesta temporal.

La corriente eléctrica $I(jf)$ que circula a través del conductor se genera mediante un sistema de transconductancias compuesto por dos subsistemas: la transconductancia de baja frecuencia (TBF) y la transconductancia de alta frecuencia (TAF). El conjunto de ambas ofrece una transconductancia con un rango de frecuencia desde 10 Hz hasta 1 MHz.

La TBF se implementó utilizando el amplificador de transconductancia modelo KH-PCS-2B utilizado para la obtención de la característica estática. En esta ocasión, la señal de control es una tensión sinusoidal variable de hasta 1 kHz correspondiente a una frecuencia de trabajo que está una década por debajo de la frecuencia máxima operacional del equipo (10 kHz). Este subsistema es capaz de proporcionar una corriente eléctrica de hasta $7,07 A_{rms}$ a 1 kHz.

La TAF se implementó mediante un amplificador de tensión cuya corriente de salida se amplificó mediante un transformador 19:1 conectado a una resistencia de potencia de 25Ω . La corriente proporcionada a la carga se ajustó mediante la tensión de control y la ganancia del amplificador. Este subsistema es capaz de proporcionar corriente desde 1 kHz hasta 1 MHz. Como ejemplo, la TAF proporciona intensidad de pico de 15 A, 5 A y 1 A para las frecuencias de 100 kHz, 500 kHz y 1 MHz respectivamente.

La corriente de ensayo se monitorizó con la sonda activa modelo TCP202 del fabricante Tektronix. La hoja de característica del fabricante indica que es capaz de medir corrientes desde DC a 50 MHz con una intensidad de pico máxima de 15 A, cubriendo, por tanto todo el ancho de banda del presente trabajo.

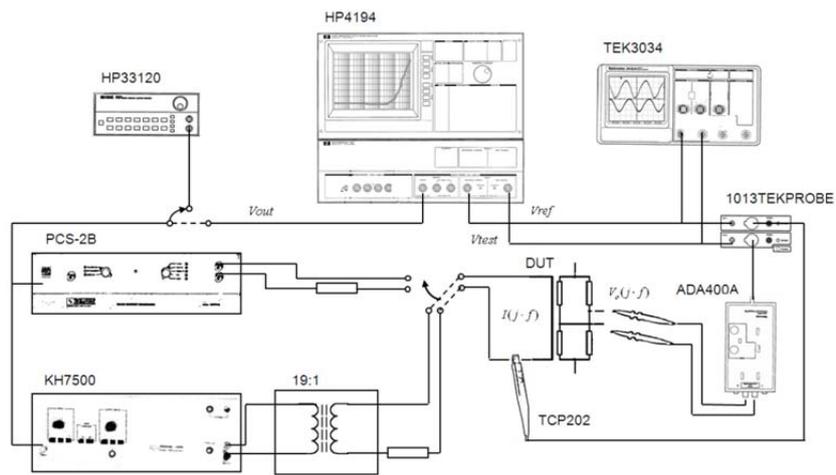


Fig.6-31. Diagrama de la configuración experimental para la caracterización AC.

Por otro lado la tensión de salida del sensor de corriente a caracterizar se monitorizó empleando la sonda diferencial ADA400A del fabricante Tektronix. Ésta se configuró con ganancia 10, acoplamiento AC, y 1 MHz de ancho de banda. Por último mencionar que tanto la sonda diferencial

como la sonda de corriente son sondas activas y necesitan una fuente de alimentación, este es el caso de la fuente de alimentación de sondas activas modelo 1013 TEKPROBE del fabricante Tektronix.

- Respuesta en frecuencia

La configuración experimental para la obtención de la respuesta en frecuencia se muestra en la Fig.6-31. La medida de la función de transferencia de interés se obtiene mediante el analizador de ganancia y fase modelo HP4194A del fabricante Hewlett Packard. Este equipo posee una tensión de salida variable en frecuencia V_{out} , y dos entradas, una denominada de referencia, V_{ref} y otra de prueba V_{test} . Para conseguir $I(jf)$, la tensión V_{out} es la señal de control del sistema de transconductancia. La corriente de ensayo se monitoriza utilizando la sonda de corriente TCP202 cuya tensión de salida se conecta al canal de referencia del analizador ganancia y fase. Mientras que la tensión de salida proporcionada por la sonda diferencial se conecta al canal de prueba del analizador ganancia y fase. Realizando las conexiones descritas anteriormente, el analizador de ganancia-fase representa la función de transferencia de la expresión (6-13) donde G_d es la ganancia de la sonda diferencial y G_i la transimpedancia de la sonda de corriente.

$$H(jf) = \frac{V_{test}(jf)}{V_{ref}(jf)} = \frac{V_o(jf)G_d}{I(jf)G_i} \quad \left(\frac{mV}{A} \right) \quad (6-13)$$

El equipamiento descrito anteriormente se controló mediante un instrumento virtual desarrollado en el entorno Labview de adquisición y control. La comunicación entre los equipos y el software se realizó a través del protocolo de comunicaciones GPIB.

- Respuesta al escalón

Como ya se mencionó, la configuración experimental para la obtención de la respuesta al escalón está incluida en la Fig.6-31. Para generar y monitorizar el escalón de corriente se reemplaza el analizador de ganancia y fase por un generador de señal y un osciloscopio. La tensión de salida del generador de señal modelo HP33120A del fabricante Hewlett Packard proporciona la señal de control de la transconductancia TAF, mientras que la respuesta del sensor está monitorizada por la medida de la corriente de ensayo mediante la sonda de corriente TCP202 y, la medida de la tensión de salida del puente de Wheatstone mediante la sonda diferencial ADA400A, ambas sondas conectadas al osciloscopio modelo TDS3024. El ensayo consiste en generar un tren repetido de pulsos de corriente 2 A de amplitud y 10 kHz de frecuencia.

b.2 Resultados

- Respuesta en frecuencia

Los ensayos experimentales realizados fueron encaminados a estudiar la respuesta en frecuencia del sensor de corriente y el efecto de la corriente de polarización sobre el ancho de banda. Experimentalmente se obtuvo la respuesta en frecuencia del sensor de corriente para distintas corrientes de polarización. En este sentido las corrientes de polarización estudiados fueron desde 0,1 mA hasta 1 mA (en el rango de 0,1 mA a 1 mA con incrementos de 0,1 mA, y en el rango de 1 mA hasta 9 mA con incrementos de 1 mA). La Fig.6-32 muestra la familia de respuestas en frecuencia del sensor en función de la corriente de polarización, en general se observa una respuesta plana hasta cierta frecuencia donde aparece un comportamiento creciente con la frecuencia.

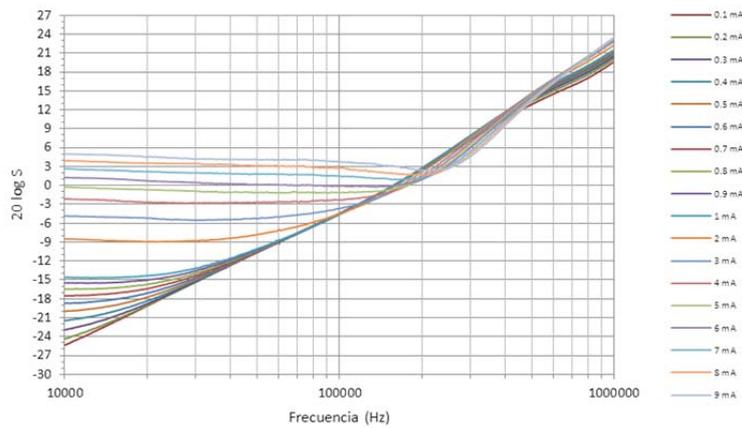


Fig.6-32. Familia de curvas correspondiente a la respuesta en frecuencia para distintas corrientes de polarización.

La familia de curvas de la Fig.6-32 se puede agrupar en tres conjuntos:

- Conjunto inferior ($I_p < 2 \text{ mA}$): Este rango de corrientes de polarización está indicado para aplicaciones con un ancho de banda pequeño o aplicaciones de bajo consumo.
- Conjunto intermedio ($I_p > 5 \text{ mA}$): Este rango de corrientes está indicado para aplicaciones con gran ancho de banda, pero tiene el inconveniente que en la región plana se observa una desviación o caída de la transimpedancia. Por ejemplo, para una I_p de 8 mA se obtiene una desviación de -2,2 dB a la frecuencia de 190 kHz siendo su ancho de banda de 300 kHz (+3 dB). Esta desviación debe tenerse en consideración siendo este rango de corrientes poco recomendable en aplicaciones donde se requiere una alta precisión en todo el ancho de banda.
- Conjunto superior $2 \text{ mA} \leq I_p \leq 5 \text{ mA}$: Este rango de corrientes proporciona una región plana con poca desviación y un ancho de banda entre los 90 kHz y 234 kHz. Éste sería el rango de corrientes recomendable por ofrecer un buen ancho de banda y muy poca desviación en la región plana. La función de transimpedancia más idónea es la curva correspondiente a una I_p de 4 mA cuya f_c es 140 kHz. Su región plana presenta una desviación máxima respecto su valor para bajas frecuencias de -0,53 dB.

Para frecuencias superiores a 400 kHz todas curvas convergen en una pendiente cuyo valor medio es de 27 dB/dec, en esta región de altas frecuencias la sensibilidad del sensor es independiente de su corriente de polarización y las pendientes asociadas a cada corriente de polarización poseen valores que van desde 24 dB/dec a 30 dB/dec. En cambio, la intensidad de la señal a lo largo de la respuesta plana responde a cambios de la corriente de polarización.

En la Tab. 6-5 se muestran las frecuencias de corte en función de la corriente de polarización obtenidas para un incremento de +3 dB respecto del valor de transimpedancia en la región plana. La representación de estos datos en la Fig.6-33 incluye una aproximación por mínimos cuadrados cuyo coeficiente de correlación de 0,992 que indica la existencia de una relación directa entre la corriente de polarización y el ancho de banda.

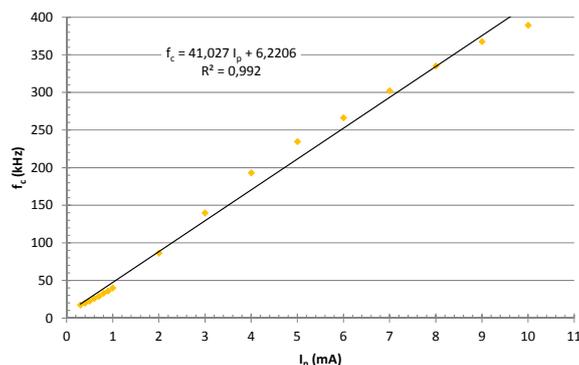


Fig.6-33. Relación entre la frecuencia de corte de la función de transimpedancia y la corriente de polarización.

Tab. 6-5. Frecuencia de corte (+3 dB) de la función de transimpedancia en función de la corriente de polarización I_p .

I_p (mA)	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9
fc (kHz)	14	15	17	20	22	26	29	33	36
I_p (mA)	1,0	2,0	3,0	4,0	5,0	6,0	7,0	8,0	9,0
fc (kHz)	40	86	140	193	234	266	302	335	367

- Respuesta temporal

El ensayo de la respuesta temporal se realizó para una corriente de polarización de 2 mA. La captura de la respuesta escalón del sensor se puede ver en la Fig.6-34 donde se muestra la corriente de referencia y la tensión de salida del puente de Wheastone del sensor. Como muestra la parte superior de la figura, la corriente de referencia es una señal de onda cuadrada de 10 kHz y 2 A de amplitud. La parte inferior de la Fig.6-34 muestra la captura correspondiente con el flanco de subida de la señal de referencia, en ella se puede observar que el tiempo de subida tr_1 del pulso de corriente es de 726 ns y que el tiempo de subida tr_2 de la tensión de salida del sensor es de 215 ns medidos con las funciones de medida del osciloscopio.

Se observa también un retardo entre el pulso de corriente de referencia y el pulso de la tensión de salida proporcionado por el sensor, este retardo de aproximadamente 300 ns se midió sobre la Fig.6-34 tomando como la diferencia entre instante t_0 (inicio del pulso de referencia) y t_1 (inicio del pulso de la tensión de salida).

De acuerdo con la respuesta en frecuencia obtenida en el apartado anterior se observa un sobreimpulso en la respuesta escalón debido a la mayor amplificación por parte del sensor de las componentes de alta frecuencia (> 200 kHz). La forma del sobreimpulso hace pensar que el modelo del sistema no es estrictamente de segundo orden, ya que en tal caso se observaría una oscilación que se atenúa progresivamente hasta desaparecer transcurrido un tiempo de estabilización t_s .

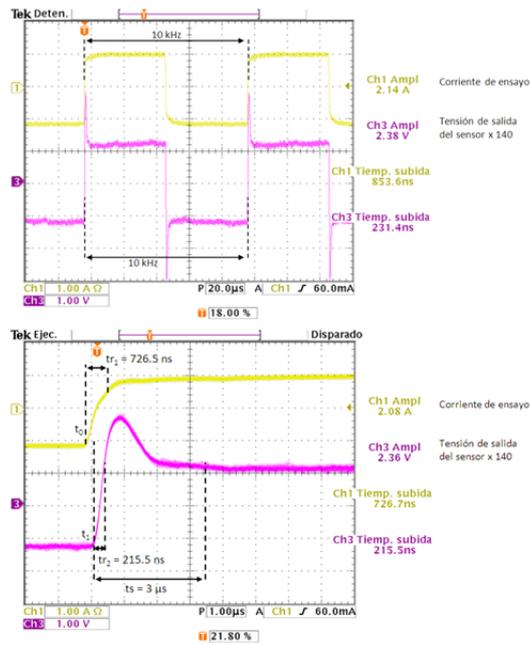


Fig.6-34. Captura de las señales experimentales de la respuesta temporal. Señal de corriente 10 kHz, Amarillo (ch1) = Medida de referencia, Rosa (ch2)= tensión de salida del sensor de corriente.

El modelo del sistema debe responder a un sistema de orden fraccional, esto explicaría tanto la ausencia de oscilación en la estabilización de la respuesta escalón como la pendiente de alta frecuencia distinta de 20 dB/dec o 40 dB/dec de la respuesta en frecuencia del apartado anterior.

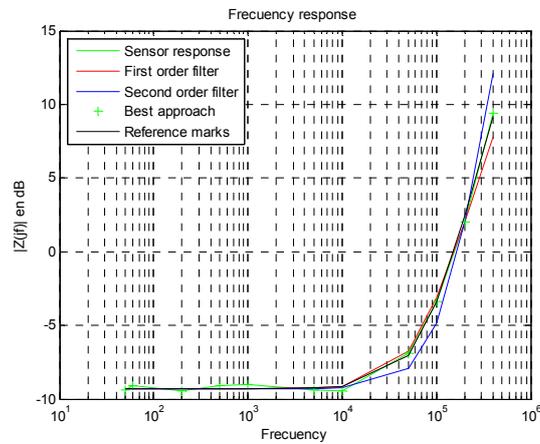


Fig.6-35 – Representación de respuesta en frecuencia experimental, el modelo de orden 1,2 y su mejor aproximación correspondiente a un modelo fraccional de orden 6/5 (en todos los casos la corriente de polarización es igual 2 mA).

Basándose en las respuestas en frecuencias experimentales obtenidas para el sensor de corriente, la función de transimpedancia del sensor de corriente $z(jf)$ se puede modelizar mediante la expresión:

$$z'(jf) = z_o \left(1 + \frac{jf}{f_{c1}}\right)^n \quad (6-14)$$

donde z_o es la transimpedancia del sensor a bajas frecuencias, f_{c1} es la frecuencia de corte del sensor (+3 dB) y n el orden del modelo. En la Fig.6-35 se muestra la superposición de la respuesta experimental obtenida para una corriente de polarización de 2 mA y la simulación para un modelo con una f_c igual a 140 kHz para n igual 1, 6/5 y 2. La simulación que mejor se ajusta a los datos experimentales es el modelo para $n = 6/5$.

c) Caracterización electro-térmica del sensor de corriente

La temperatura es un factor importante en el funcionamiento de los sensores que puede llegar a falsear la medida, por ello se debe estudiar y tener en consideración [5]. La principal fuente de calor inherente en el sensor de corriente propuesto es la pista principal de corriente. En un segundo plano se encuentra el autocalentamiento de los elementos válvula de espín debido a la corriente de polarización que los atraviesa. Y no olvidar que la estabilidad de la temperatura ambiental es una fuente de calor aleatoria que depende del entorno de la aplicación.

Si la propiedad física estudiada varía linealmente respecto de la temperatura, entonces se puede definir el coeficiente térmico como el cambio relativo de una propiedad física al producirse una variación de temperatura de 1 °C. Así pues, la investigación del coeficiente térmico de la sensibilidad (6-15), TCS, de la tensión de desequilibrio (6-16), TCV_d y de la resistencia equivalente del puente de Wheatstone (6-17), TCR_p permitirá cuantificar el efecto de la temperatura sobre la medida realizada.

$$TCS(\%/^{\circ}C) = 100 \frac{1}{S_o} \frac{\Delta S}{\Delta T} \quad (6-15)$$

$$TCV_d(\%/^{\circ}C) = 100 \frac{1}{V_{D_o}} \frac{\Delta V_D}{\Delta T} \quad (6-16)$$

$$TCR_p(\%/^{\circ}C) = 100 \frac{1}{R_{p_o}} \frac{\Delta R_p}{\Delta T} \quad (6-17)$$

En las expresiones anteriores, la variable con subíndice cero es el valor de la correspondiente variable a la temperatura de referencia de 0 °C.

Este apartado se inicia con la investigación del autocalentamiento del sensor y finaliza con el estudio de las derivas térmicas asociadas al puente de Wheatstone.

c.1 Método

El autocalentamiento del sensor se investiga básicamente con la misma metodología utilizada en el estudio del autocalentamiento del sensor de rutenio y el conductor principal de corriente. La temperatura del sensor para distintas corrientes de polarización es monitorizada mediante el detector de temperatura de Rutenio. Igualmente que en los casos anteriores se obtendrá la resistencia térmica del sensor y su respuesta dinámica.

Otro ensayo está constituido por el estudio de las derivas térmicas asociadas a la sensibilidad, la tensión de offset de la salida y la resistencia equivalente del puente de Wheatstone. Consistiendo el método experimental en repetir la caracterización estática bajo diferentes temperaturas. En este

ensayo se combina la configuración experimental descrita en la Fig.6-29 y el control de temperatura de la cámara climática. Para cada consigna de temperatura se realiza un barrido de corriente recopilando los valores de V_d , S y R_p . Durante el proceso, la temperatura de los sensores de corriente se mide con el detector de temperatura basado en Rutenio.

Nuevamente, los equipos empleados están integrados en un instrumento virtual desarrollado con el programa Labview. La Fig.6-36 muestra una fotografía del banco de pruebas empleado en el laboratorio que realiza las medidas automáticamente.

c.2 Resultados del autocalentamiento

El primer ensayo hace referencia al autocalentamiento del sensor debido a su propia corriente de polarización, se obtendrá su resistencia y capacidad térmica entre el puente de Wheatstone y el detector de temperatura de Rutenio. Estos resultados permitirán la elección de una corriente de polarización adecuada para el funcionamiento del sensor de corriente.



Fig.6-36. Visión real del banco de pruebas para caracterización térmica.

Mediante el instrumento virtual se realizó un barrido de la corriente de polarización desde 0,001 mA hasta 10 mA con incrementos de 1 mA a una temperatura ambiente de 25 °C. Para cada corriente de polarización se adquirieron 180 puntos a una velocidad de 20 s por muestra. La duración total del experimento fue de 11 h. En la Fig.6-37 se representa la potencia disipada por el puente de Wheatstone, mientras que en la Fig.6-38 se muestra el incremento de temperatura debido a la potencia disipada entendida como $R_p \cdot I_p^2$. Al igual que en los ensayos del autocalentamiento del detector de temperatura y el conductor principal de corriente, los resultados de la Fig.6-38 muestran intervalos para los cuales el incremento de temperatura se estabiliza. Para un corriente de polarización de 10 mA se produce un incremento de la temperatura de 4,5 °C.

De nuevo a partir de los datos representados en la Fig.6-37 y la Fig.6-38 se calcula punto a punto la resistencia térmica del puente de Wheatstone de acuerdo a la expresión (6-5). Como cabía esperar en la representación de la resistencia térmica de la Fig.6-39 se observa las transiciones debidas a los cambios de la consigna de la corriente. El valor medio de la resistencia térmica se mantiene próximo al valor de 55 °C/W o 0,055 °C/mW tomando los datos correspondientes a los intervalos de 4 mA, 5 mA, 6 mA, 7 mA, 8 mA, 9 mA y 10 mA.

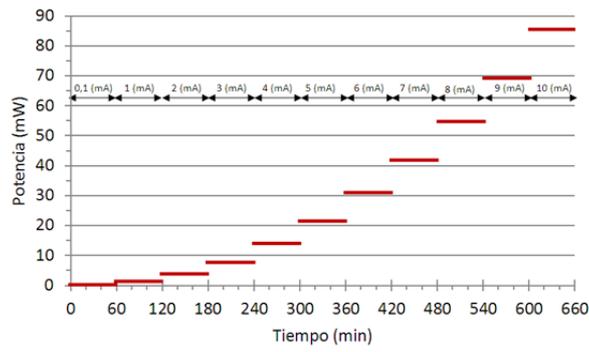


Fig.6-37. Potencia en bornes de alimentación del puente de Wheatstone MR.

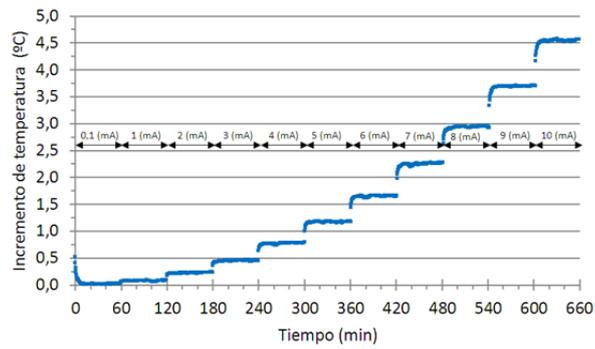


Fig.6-38. Incremento de temperatura medido el RTD de Rutenio en las proximidades del puente de Wheatstone.

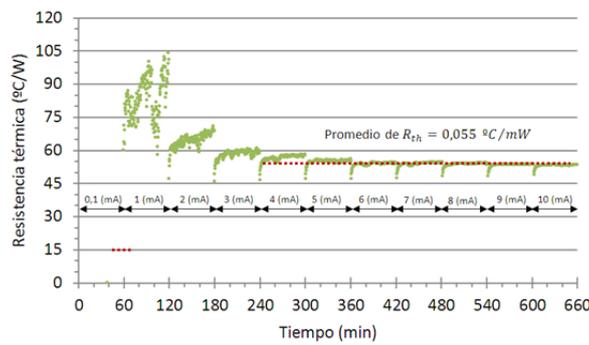


Fig.6-39. Cálculo de la resistencia térmica entre el puente de Wheatstone y el RTD de Rutenio.

Por último se investigó la respuesta temporal. Para ello, se configuró el sistema para generar un escalón de corriente de 0,1 mA a 10 mA. En la Fig.6-40 se representa el incremento de temperatura experimental medido con el RTD de Rutenio. En ella se observa un tiempo de respuesta de 28,3 segundos. Este resultado es algo mayor que el obtenido para el auto calentamiento del detector de

Rutenio, esta diferencia se debe a la distancia y cantidad de masa entre los elementos MR y el detector de Rutenio.

c.3 Resultados de las derivas térmicas

El sensor de corriente MR se introdujo en la cámara climática con la finalidad de conocer la dependencia térmica de la V_d , S y R_p para un rango de temperatura de $-25\text{ }^{\circ}\text{C}$, $0\text{ }^{\circ}\text{C}$, $25\text{ }^{\circ}\text{C}$, $50\text{ }^{\circ}\text{C}$ y $75\text{ }^{\circ}\text{C}$. La sensibilidad del sensor para cada temperatura se determinó adquiriendo la tensión de salida del puente de Wheatstone bajo la influencia de una corriente de prueba en sentido creciente y decreciente de $\pm 10\text{ A}$ con pasos de 2 A . Los resultados de la variación de la tensión de salida respecto de la corriente de prueba para valores extremos de la temperatura de ensayo ($T_{min} = -25\text{ }^{\circ}\text{C}$ y $T_{max} = 75\text{ }^{\circ}\text{C}$) se muestran en la Fig.6-41, donde se puede observar como la respuesta del sensor es menor para temperaturas altas. Ello sugiere un coeficiente de temperatura negativo.

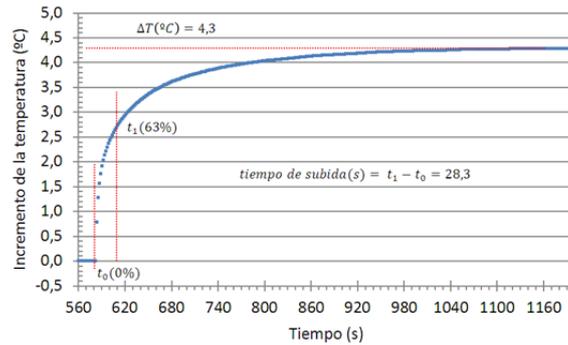


Fig.6-40. Respuesta temporal del autocalentamiento del puente de Wheatstone para un incremento de la corriente de polarización de 10 mA .

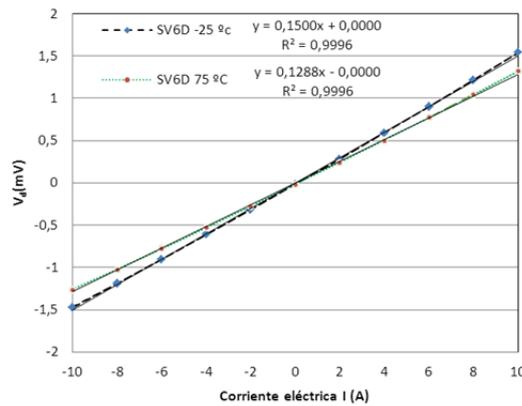


Fig.6-41. Tensión de la salida del puente de Wheatstone para una variación de la corriente de $\pm 10\text{ A}$ y viceversa para temperaturas de $-25\text{ }^{\circ}\text{C}$ y $75\text{ }^{\circ}\text{C}$.

La Fig.6-42 muestra la evolución de la sensibilidad respecto de la temperatura. Para el rango de temperaturas ensayadas se confirma una disminución de la sensibilidad conforme aumenta la temperatura, y además se observa cómo la variación de la sensibilidad es inversamente proporcional a

la variación de la temperatura. El procesamiento de los datos experimentales muestra que esta dependencia posee un coeficiente de correlación de 0,997. En la Fig.6-42 se incluye una representación y la expresión estimada mediante un ajuste de mínimos cuadrados.

El coeficiente térmico de la sensibilidad $TCS = -0,1445 \text{ } \%/^{\circ}\text{C}$ se calculó de acuerdo con la expresión (6-15). Este TCS es debido a que la variación de temperatura produce cambios aleatorios de las concentraciones de electrones con espín + y espín - en los materiales ferromagnéticos y antiferromagnéticos que componen la estructura multicapa de la válvula de espín. Este fenómeno se refleja en una variación del vector de magnetización de las capas y por tanto en la intensidad del efecto magnetorresistivo. En [6] se reporta un valor genérico para el coeficiente térmico de la sensibilidad en estructuras GMR de $-0,1 \text{ } \%/^{\circ}\text{C}$, valor acorde con los resultados obtenidos.

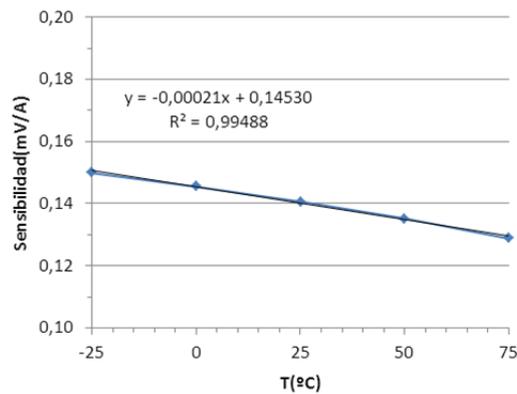


Fig.6-42. Evolución de la sensibilidad respecto de la temperatura.

La variación de la tensión de desequilibrio se puede extraer de los datos adquiridos para el estudio de la sensibilidad. La Fig.6-43 muestra cómo la tensión de desequilibrio también tiene una evolución lineal respecto de la temperatura. Procesando los datos de acuerdo con la expresión (6-16) se obtiene un $TCV_{\text{off}} = -0,8059 \text{ } \%/^{\circ}\text{C}$.

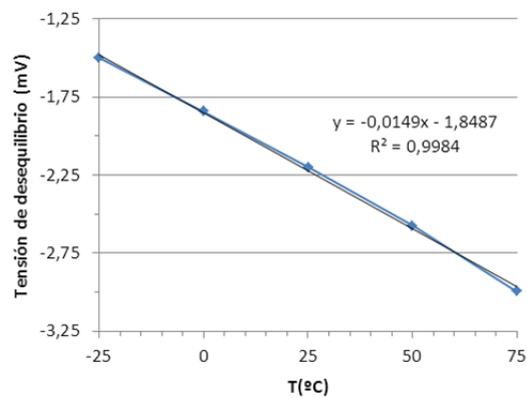


Fig.6-43. Evolución de la tensión de desequilibrio respecto de la temperatura.

Por último el valor experimental del coeficiente térmico de la resistencia equivalente del puente de Wheatstone R_p , se obtuvo a partir de los resultados mostrados en la Fig.6-44. Al igual que en los casos analizados anteriormente, la variación de la resistencia equivalente del puente de Wheatstone evoluciona proporcionalmente con la variación de la temperatura. El valor experimental de TCR_p fue $0,120 \text{ } \%/^{\circ}\text{C}$.

Una vez caracterizado térmicamente el sensor se puede realizar un diseño óptimo de la corriente de polarización para evitar un autocalentamiento excesivo que produzca un error en la medida inaceptable para aplicaciones que requieran alta precisión. Tomando el $TCS = 0,152 \text{ } \%/^{\circ}\text{C}$ obtenido en este apartado, y la resistencia térmica del apartado anterior, se puede calcular que el error en la medida introducido por una corriente de 4 mA será de $0,076 \text{ } \%$ frente a un error del $0,684 \text{ } \%$ para una corriente de 10 mA .

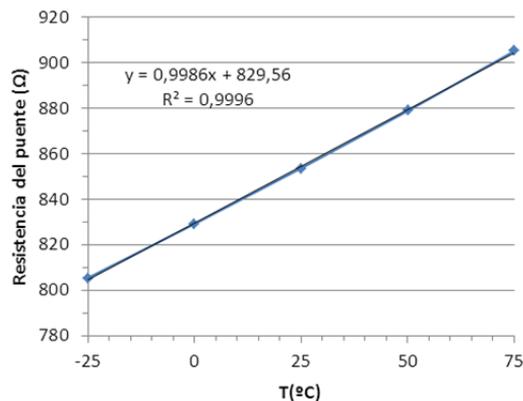


Fig.6-44. Evolución de la resistencia equivalente del puente respecto de la temperatura.

6.5 Resumen

La caracterización del sensor de temperatura basado en Rutenio y el sensor de corriente MR se ha llevado a cabo desarrollando los bancos de pruebas necesarios para la obtención experimental de sus especificaciones técnicas.

El comportamiento del sensor de temperatura basado en Rutenio se investigó y verificó en el rango de temperatura de $-25 \text{ } ^{\circ}\text{C}$ a $75 \text{ } ^{\circ}\text{C}$, usando como referencia un detector de temperatura de platino. Los resultados obtenidos muestran un sensor con una resistencia de referencia de valor $897 \pm 7,0 \text{ } \Omega$ y un $TCR(\text{ } \%/^{\circ}\text{C})$ igual a $0,16$. A partir de la caracterización del autocalentamiento se recomienda polarizar el sensor con una corriente de alimentación no superior a 2 mA . Su tiempo de estabilización térmica obtenido experimentalmente fue de $11,6 \text{ s}$. También se investigó la inmunidad magnética del sensor en el rango de -150 Oe a 150 Oe mostrando su baja susceptibilidad.

Otro elemento caracterizado fue el conductor de corriente, se obtuvo la resistencia nominal y sus especificaciones térmicas utilizando el sensor de temperatura de Rutenio. El valor de resistencia nominal del conductor fue de $0,14 \pm 0,010 \text{ m}\Omega$. El calentamiento producido por la corriente a través del conductor viene dado por la resistencia térmica de $0,4 \text{ } ^{\circ}\text{C}/\text{mW}$ y el tiempo de estabilización térmica igual 315 s que se obtuvo experimentalmente en el rango de corriente de $0,1$ a 10 A . Estos

datos permiten conocer la temperatura de trabajo en las proximidades del sensor de temperatura y por lo tanto de los elementos MR.

La caracterización física de los elementos MR contempla la problemática de la medida de una de las resistencias que componen un puente de Wheatstone al no tener la posibilidad de aislar totalmente el elemento a caracterizar. El efecto MR obtenido fue de $8,2 \pm 0,15$ % con un rango lineal de 62 Oe.

Por último se caracterizó eléctricamente el sensor de corriente propiamente dicho. La caracterización eléctrica de señal continua o estática se llevó a cabo polarizando el puente de Wheatstone con una corriente de 1 mA y sometiéndolo a una corriente principal comprendida entre -10 A y 10 A, la sensibilidad obtenida fue de $0,1407 \pm 0,00015$ mV/A. La tensión de desequilibrio proporcionada por los ensayos fue de -2 mV. Si bien las pruebas se realizaron para una corriente de hasta ± 10 A, las estimaciones a partir de la caracterización física de los sensores permiten asegurar el funcionamiento del sensor para una corriente de hasta los ± 50 A.

Por otro lado, la caracterización dinámica del sensor se realizó ensayando con señales de hasta 1 MHz. En este punto, en la respuesta en frecuencia se observó una dependencia creciente a partir de una determinada frecuencia de corte. Al experimentar la respuesta en frecuencia para distintas corrientes de polarización del sensor se manifestó una dependencia del ancho de banda con relación a la corriente de polarización, planteando una interesante línea de investigación no abordada en la presente tesis. El intervalo de 2 mA a 5 mA es el rango de corriente polarización óptimo para obtener una respuesta con baja desviación en la banda pasante y una frecuencia de corte superior entre 90 kHz y 230 kHz. También se estudió la respuesta temporal del sensor de corriente donde se observa un sobreimpulso en los cambios bruscos de corriente debido a la mayor ganancia de las componentes de alta frecuencia, corroborando la respuesta en frecuencia obtenida. El tiempo de retraso ante un escalón de 2 A respecto una sonda de referencia fue de 300 ns.

En vista de los resultados de la respuesta en frecuencia y de la respuesta temporal se propone que el modelo matemático del sensor debe ser un sistema de orden fraccional fundamentado en la ausencia de una oscilación de amortiguamiento hasta la estabilización de la respuesta tras el sobreimpulso observado ante una entrada escalón y, a las pendiente distintas de +40 dB/dec en la zona creciente de la respuesta en frecuencia.

Por último la caracterización térmica del sensor de corriente se realizó utilizando el sensor de temperatura integrado. Se estudió el autocalentamiento para un rango de corriente de polarización de hasta 10 mA, se obtuvo una resistencia térmica de $0,055$ °C/mA y un tiempo de estabilización de 28,3 segundos. Las derivas térmicas asociadas a la principales variables del puente de Wheatstone (sensibilidad, tensión de desequilibrio y resistencia equivalente de puente) se obtuvieron para un rango de temperatura ambiente de -25 °C a 75 °C. Los resultado muestran una pérdida de sensibilidad conforme la temperatura aumenta siendo el coeficiente de temperatura de la sensibilidad TCS (%/°C) = -0,14, el coeficiente de temperatura de la tensión de desequilibrio TCV_{off} (%/°C) = -0,80 y el coeficiente de temperatura de la resistencia equivalente del puente TCR_p (%/°C) = 0,12. La investigación de las derivas térmicas del sensor de corriente muestran una limitación en su funcionamiento, pero a su vez validan el buen funcionamiento del sensor de corriente para pequeños cambios de la temperatura ambiente.

En resumen, a lo largo del presente capítulo se ha caracterizado el sensor de temperatura y el sensor de corriente eléctrica, describiendo los diferentes procedimientos experimentales y mostrando los resultados experimentales. El resultado de la recopilación de los parámetros investigados constituye la hoja de especificaciones del sensor de corriente diseñado y fabricado en esta tesis. En los siguientes

capítulos se hará referencia a estos datos para abordar las propuestas de mejora de prestaciones en cuanto a comportamiento térmico y ancho de banda.

6.6 Bibliografía

- [1] R. Pallás and J. G. Webster, *Sensors and Signal Conditioning*. New York: John Wiley, 2001.
- [2] R. Pallás and J. G. Webster, *Analog Signal Processing*. New York: John Wiley & Sons, 1999.
- [3] Bureau International des Poids et Mesures, "Evaluation of measurement data – Guide to the expression of uncertainty in measurement JCGM 100:2008 (GUM 1995 with minor corrections)".
- [4] G. C. M. Meijer, *Smart Sensor Systems*. Chichester, U.K.: J. Wiley & Sons, 2008.
- [5] J. Fraden, *Handbook of Modern Sensors*. New York: Springer Verlag, 2010.
- [6] P. Ripka, *Magnetic Sensors and Magnetometers*. Boston: Artech House, 2001.

7 MEJORA DE PRESTACIONES DEL SENSOR DE CORRIENTE ELÉCTRICA

Las características eléctricas y térmicas tanto del sensor de corriente MR como del detector de temperatura basado en Ru han sido expuestas en el capítulo 6. Las prestaciones de un dispositivo pueden ser optimizadas en ciertas ocasiones mediante circuitos externos. En este capítulo se proponen dos métodos nuevos que permiten avanzar en la mejora de prestaciones del sensor de corriente eléctrica. Con el objetivo de mejorar la deriva térmica de la sensibilidad del sensor de corriente se ha investigado un nuevo método de compensación térmica haciendo uso del detector de temperatura. Además con la finalidad de mejorar el ancho de banda del sensor de corriente se ha investigado un método para extender el ancho de banda del sensor.

7.1 Compensación de la deriva térmica de la sensibilidad del sensor de corriente

La influencia de la temperatura sobre los sensores suele ser indeseable, salvo en aquellos casos en los cuales la temperatura es la variable de interés, por ello, en la mayoría de los casos los efectos de la temperatura deben ser compensados.

El fenómeno conocido como deriva térmica es la dependencia no deseada de una señal de interés con la temperatura. Suponiendo la señal de interés X , desde el punto de vista técnico, se consideran dos parámetros relacionados con la temperatura: el primero de ellos es propiamente la llamada deriva térmica ($\Delta X/\Delta T$) que expresa en sí la dependencia de la variable con la temperatura, en segundo lugar, el coeficiente de temperatura ($100 \cdot \Delta X/\Delta T/X_0$) que expresa en $\%/^{\circ}\text{C}$ la deriva térmica referida a un valor determinado X_0 de la variable de interés.

Un problema que se plantea en el campo de los sensores y su acondicionamiento es minimizar el coeficiente térmico de temperatura de la sensibilidad del sensor. En el caso concreto del sensor de corriente MR de la presente tesis se obtuvo un TCS = 0,145 $\%/^{\circ}\text{C}$. Básicamente los métodos de

compensación térmica se pueden agrupar en métodos hardware que realizan la compensación en alguna etapa del circuito de acondicionamiento y métodos software que realizan la compensación en una unidad de cálculo tras la digitalización de la señal.

- Métodos basados en hardware

En la literatura se pueden encontrar diversos métodos de compensación con la finalidad de reducir la deriva térmica de la salida de los sensores resistivos configurados en puente de Wheatstone. Por ejemplo, las propuestas descritas en [1-4] plantean técnicas basadas en la adición de diferentes elementos en serie o paralelo al puente para reducir su deriva térmica. Los elementos pueden ser varios; un sensor de temperatura, una resistencia fija, una fuente de corriente constante o algún tipo de red activa. La adición de uno de los elementos de compensación en el circuito de acondicionamiento se refleja en un cambio que contrarresta el efecto del cambio producido por la temperatura en el propio sensor.

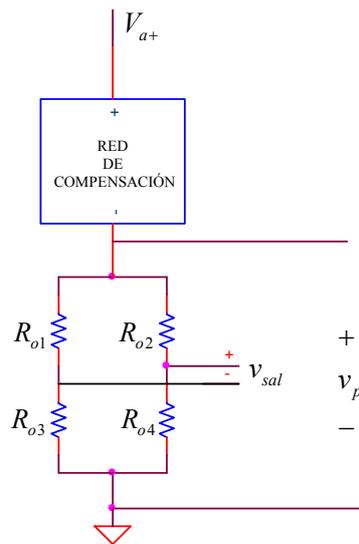


Fig.7-1. Esquema general para compensar un sensor en puente de Wheatstone.

El método de compensación consiste en considerar un sensor en puente completo de Wheatstone, donde las cuatro ramas del puente responden al estímulo X con una sensibilidad $\Delta R(X)$, siendo el valor de cada resistencia:

$$R_{o,n} = R_o + \Delta R(X) \tag{7-1}$$

donde $R_{o,n}$ es el valor nominal de resistencia a una temperatura de 0 °C y n la identificación de la resistencia en el puente de Wheatstone. La sensibilidad $\Delta R(X)$ generalmente es dependiente de la temperatura en la mayoría de sensores provocando inexactitudes.

La salida del puente resistivo de la Fig.7-1 viene dada por la expresión:

$$v_{sal} = v_p \cdot \bar{S} \cdot X + v_{off} \quad (7-2)$$

donde \bar{S} es la sensibilidad normalizada del sensor, v_p es la tensión entre los terminales del puente resistivo y v_{off} es la tensión debida al desequilibrio inicial del puente. Esta tensión de desequilibrio es un error sistemático que se puede reducir a niveles aceptables con un ajuste en el proceso de fabricación o en el circuito de acondicionamiento. Por ello, no se tendrá en consideración en el siguiente desarrollo para simplificar su exposición [3, 4].

Suponiendo que la variable a medir X es constante e insensible a la temperatura, al tomar derivadas con respecto a la temperatura en la ecuación (7-2) se obtiene que:

$$\frac{dv_{sal}}{dt^a} = X \left[S \frac{dv_p}{dt^a} + v_p \frac{d\bar{S}}{dt^a} \right] \quad (7-3)$$

Si se desea que la tensión de salida sea insensible a la t^a ($dv_{sal}/dt^a = 0$), entonces se llega a la expresión:

$$si \frac{dv_{sal}}{dt^a} = 0 \rightarrow \frac{1}{v_{po}} \cdot \frac{dv_p}{dt^a} = -\frac{1}{S_o} \cdot \frac{d\bar{S}}{dt^a} \equiv -TCS (1/^{\circ}C) \quad (7-4)$$

donde TCS define el coeficiente de temperatura ($1/^{\circ}C$) de la sensibilidad del sensor, este parámetro se suele proporcionar en ($\%/^{\circ}C$) de acuerdo a la expresión (6-14).

La ecuación (7-4) es la condición de diseño ideal para una compensación en temperatura de la sensibilidad de un sensor configurado en puente de Wheatstone. La compensación de las variaciones de S debidas a la temperatura se produce si las variaciones de la tensión de polarización del puente v_p debidas a la temperatura son en la misma proporción y sentido contrario.

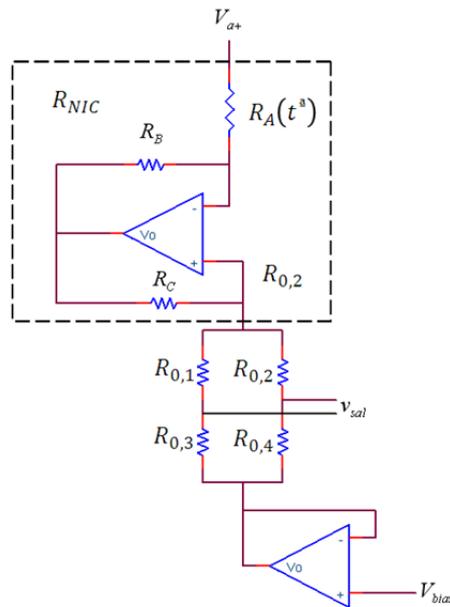


Fig.7-2. Compensación térmica de la sensibilidad de un sensor en puente de Wheatstone median el uso de una resistencia negativa R_{NIC} según [5].

Aplicada a la compensación de sensores magnéticos, el trabajo descrito en [5] propone el uso de un convertidor negativo de impedancias (NIC) como red activa de compensación. El circuito propuesto se muestra en la Fig.7-2 donde el circuito NIC está en serie con el puente resistivo. La resistencia de entrada del circuito NIC viene dada por la expresión:

$$R_{NIC} = \frac{-R_A \cdot R_C}{R_B} \quad (7-5)$$

Por tanto la corriente de polarización I_p se puede calcular según:

$$I_p = \frac{V_a - V_{bias}}{R_{NIC} + R_0} \quad (7-6)$$

La solución propone implementar una resistencia negativa R_{NIC} dependiente de la temperatura que reduce su valor conforme aumenta la temperatura en tal proporción, que la resistencia total $R_0 + R_{NIC}$ disminuye consiguiendo un incremento en la corriente a través del puente resistivo, compensando así la tensión de salida del puente v_{sal} . La dependencia térmica de R_{NIC} se consigue introduciendo un detector de temperatura resistivo en lugar de R_A .

Considerando un sensor en puente de Wheatstone compuesto por cuatro resistencias activas, el valor de la tensión de salida se puede expresar mediante la ecuación:

$$v_{sal} = \frac{(V_{a+} - V_{bias}) \cdot \Delta R (1 - \alpha_\Delta^2 T^2) \cdot x}{2R_0(1 + \alpha_o T + \alpha_\Delta T + \alpha_o \alpha_\Delta T^2) + \Delta R (1 - \alpha_\Delta^2 T^2) + 2R_{NIC}(1 + \beta T)(1 + \alpha_\Delta T)}$$

donde T es igual a la diferencia de temperatura respecto de la temperatura de referencia, α_o es el coeficiente de temperatura las resistencia equivalente del puente, α_Δ es el coeficiente de temperatura para cada elemento sensor y β es el coeficiente de temperatura del conjunto de resistencias que componen R_{NIC} . La expresión anterior se puede simplificar a:

$$v_{sal} \cong \frac{(V_{a+} - V_{bias}) \cdot \Delta R \cdot X}{2R_0(1 + T(\alpha_o + \alpha_\Delta)) + \Delta R + 2R_{NIC}(1 + T(\beta + \alpha_\Delta))} \quad (7-7)$$

Desarrollando el denominador se extrae la condición para conseguir una tensión de salida independiente de la temperatura. Si el término $2R_0 T(\alpha_o + \alpha_\Delta)$ se diseña para que tenga el mismo valor pero de signo opuesto que el término $2R_{NIC} T(\beta + \alpha_\Delta)$, los términos dependientes de la temperatura se cancelan entre sí, y por tanto el valor de resistencia negativa viene dado por la expresión:

$$R_{NIC} = -R_0 \frac{(\alpha_o + \alpha_\Delta)}{(\beta + \alpha_\Delta)} \quad (7-8)$$

Finalmente asumiendo que la ecuación anterior se cumple, se obtiene la expresión para la tensión de salida del puente resistivo:

$$v_{sal} \cong (V_{a+} - V_{bias}) \frac{\Delta R}{\Delta R + 2R_0 \left(1 - \frac{(\alpha_o + \alpha_\Delta)}{(\beta + \alpha_\Delta)}\right)} X \quad (7-9)$$

Las expresiones (7-8) y (7-9) muestran que se puede compensar en temperatura el sensor en puente de Wheatstone si se conocen todos los coeficientes de temperatura del circuito.

El inconveniente de este circuito es que necesita una tensión de polarización V_{bias} , para funcionar correctamente. Esta condición puede llegar a ser crítica e imposibilitar la implementación del método en ciertas aplicaciones con una alimentación unipolar. Una solución alternativa es dividir la red compensación en dos R_{NIC} , y colocar el puente de Wheatstone entre ellas de acuerdo con el circuito propuesto en la Fig.7-3. Tanto en la solución de la Fig.7-2 y la Fig.7-3 presentan el inconveniente de que el sensor en puente de Wheatstone está flotando.

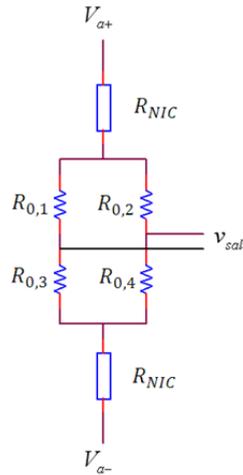


Fig.7-3. Circuito alternativa para la comensación de la sensibilidad de un sensor en puente de Wheatstone mediante el uso dos redes de compensación R_{NIC} según [5].

Otra técnica interesante para la compensación de la deriva térmica de un sensor configurado en puente de Wheatstone es la presentada en el trabajo [6]. La técnica consiste en conseguir que la ganancia A de uno de los amplificadores del circuito de acondicionamiento tenga una dependencia con la temperatura, que su variación contrarreste la pérdida de sensibilidad del sensor. Como muestra la Fig.7-4 y la expresión (7-10), la dependencia en temperatura de la ganancia A se consigue introduciendo un detector de temperatura resistivo modelo KTY81 como resistencia $R6(t^{\circ})$ en el lazo de realimentación de uno de los amplificadores que componen el circuito.

$$A = 1 + \frac{R6(t^{\circ}) + R10}{RA} \quad (7-10)$$

El coeficiente de temperatura de la sensibilidad del sensor magneotorresistivo KMZ10B a compensar es negativo, mientras que la etapa amplificadora se diseña para que tenga un coeficiente de temperatura de la ganancia TCA positivo según la la relación:

$$TCA = \frac{R6 \cdot TCKTY}{RA + R6 + R10} \quad (7-11)$$

donde $TCKTY$ es el coeficiente de temperatura del detector de temperatura utilizado. La compensación en temperatura se consigue si el diseño cumple la condición $TCA = -TCKMZ$, donde $TCKMZ$ es el coeficiente de temperatura de la sensibilidad del sensor a compensar.

Dado el valor de R_6 como la resistencia del detector de temperatura KTY81 a la temperatura de referencia de $0\text{ }^{\circ}\text{C}$ y una ganancia A , se puede calcular el valor de R_{10} y R_A mediante las expresiones (7-12) y (7-13) respectivamente para cumplir la condición de compensación.

$$R_{10} = R_6 \left[\frac{T_{CKTY}}{T_{CKMZ}} - \left(1 - \frac{1}{A} \right) - 1 \right] \quad (7-12)$$

$$R_A = \frac{R_6 + R_{10}}{A - 1} \quad (7-13)$$

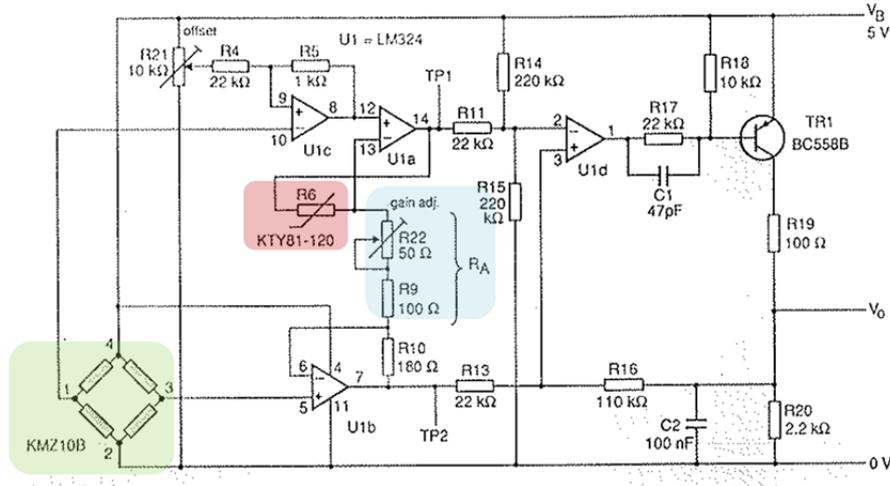


Fig.7-4 Circuito de compensación de la deriva en temperatura de la sensibilidad del sensor KMZ10B modulando con la temperatura la ganancia del circuito de acondicionamiento [6].

Otras técnicas para la compensación hardware de la deriva térmica de la sensibilidad recopiladas en los trabajos [7, 8] solucionan el problema tomando medidas de forma diferencial mediante el empleo de un sensor activo y un sensor de referencia. Otros autores [9] introducen el sensor en un lazo termostático para eliminar la deriva térmica. En estos tres últimos casos se requiere de una buena precisión en la relación entre el sensor activo y el sensor de referencia, o entre el puente y el calentador.

Por último, otro grupo de métodos hardware para compensar térmicamente el puente de Wheatstone se fundamentan en modificar la configuración interna del puente. Se trata de técnicas invasivas y los cuatro elementos sensibles deben ser accesibles externamente. Con esta filosofía [10-13] modifican la configuración inicial del puente para compensar su deriva térmica.

- Métodos basados en software

Los métodos de compensación software o digitales consisten en digitalizar la tensión de salida del sensor y la temperatura mediante una unidad digital con capacidad de cálculo. Esta unidad procesa la información y proporciona la lectura del sensor sin la interferencia producida por la temperatura. Este método es usual en sensores inteligentes y la señal de salida suele tener formato digital.

En [14] se propone un método novedoso para compensar sensores de efecto Hall, el dispositivo de procesamiento calcula el valor correcto a partir de la magnitud y la fase de la señal adquirida, sin la necesidad de usar un detector de temperatura.

a) El circuito GIC alimentado con una referencia de corriente

El método de compensación en temperatura desarrollado en la presente tesis se basa en una fuente de corriente novel. Dicha fuente de corriente es una nueva aplicación derivada del circuito girador de impedancias (GIC) propuesto en el trabajo de 1967 por Antoniou [15]. En este apartado se propone una nueva variante del circuito GIC partiendo de los resultados obtenidos de las recientes configuraciones del circuito descritas en [16, 17]. En esta nueva visión, el circuito se comporta como una fuente de corriente o amplificador de corriente donde la impedancia de carga se encuentra conectada a masa. El desarrollo que se expone a continuación se apoya en el funcionamiento del circuito en régimen DC y su capacidad de sintetizar una impedancia resistiva en sus terminales de entrada.

a.1 Síntesis del convertidor corriente/corriente

La investigación del presente apartado parte del circuito GIC mostrado en la Fig.7-5 y presentado en [16, 17] donde el circuito se comporta como una fuente de corriente con la impedancia de carga flotante. La originalidad de estas propuestas consiste en conectar a la entrada del circuito una referencia de tensión V_{ref} para obtener una fuente de corriente DC de valor I_s a través de la resistencia R_4 . El principal inconveniente de esta fuente de corriente es tener la impedancia de carga flotante. Las modificaciones del circuito propuestas en esta tesis están encaminadas a obtener una fuente de corriente donde la impedancia de carga sea un sensor resistivo configurado en puente de Wheatstone conectado a masa.

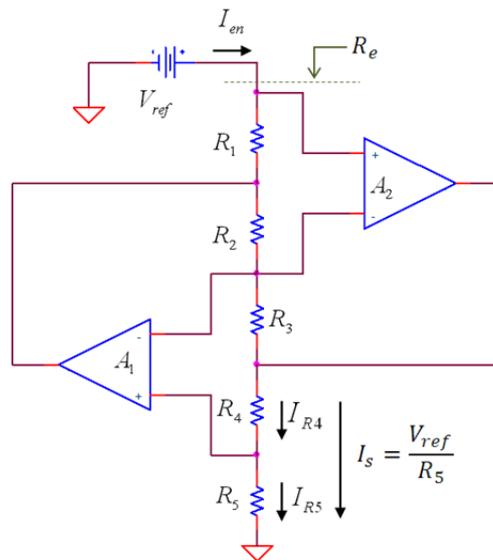


Fig.7-5. Circuito GIC alimentado a tensión de referencia V_{ref} .

Las modificaciones respecto de la propuesta del circuito GIC alimentado a V_{ref} se muestran en la Fig.7-6 y consisten en alimentar el circuito mediante una corriente de referencia I_{ref} y utilizar como resistencia de carga la resistencia R_5 en lugar de R_4 . En esta nueva configuración se obtiene un circuito convertidor corriente/corriente o bien una fuente de corriente que polariza la resistencia R_5 , que es la resistencia de carga R_{carga} .de la salida del circuito

El análisis del circuito GIC alimentado a I_{ref} se inicia considerando la tensión en el nodo de entrada del circuito V_i de la Fig.7-6:

$$V_i = I_{ref} \cdot R_e \quad (7-14)$$

donde R_e es la resistencia de entrada del circuito GIC vista desde I_{ref} cuya expresión (7-15) se corresponde con la solución al circuito propuesto por Antoniou [4] cuando todos los valores de impedancias son resistencias [15, 18].

$$R_e = \frac{R_1 R_3 R_{carga}}{R_2 R_4} \quad (7-15)$$

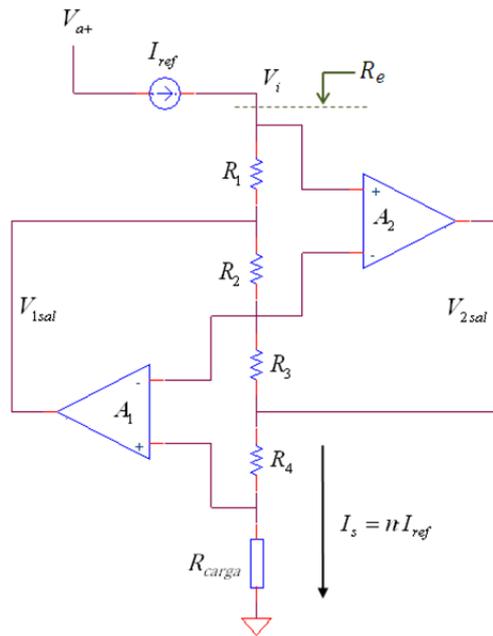


Fig.7-6. Propuesta del circuito GIC alimentado a I_{ref} .

Por acción de los amplificadores operacionales AO (considerados estos ideales) la tensión V_i se transfiere al terminal de R_{carga} . Por lo tanto, la corriente a través de R_{carga} se obtiene aplicando la Ley de Ohm:

$$I_s = \frac{V_i}{R_{carga}} \quad (7-16)$$

Introduciendo la expresión para la tensión de entrada (7-14) y sustituyendo el valor de la resistencia de entrada por su ecuación (7-15), la corriente de salida se puede reescribir como:

$$I_s = \frac{R_1 R_3}{R_2 R_4} \cdot I_{ref} = n \cdot I_{ref} \quad (7-17)$$

es decir, la corriente I_s es una versión escalada de la corriente de referencia e independiente de la resistencia de carga. Esta expresión demuestra como el circuito responde al funcionamiento de un convertidor corriente/corriente cuyo factor de conversión es:

$$n \equiv \frac{R_1 R_3}{R_2 R_4} \quad (7-18)$$

Una vez seleccionadas las resistencias R_1 , R_2 , R_3 y R_4 queda establecido el valor de n . Si $n > 1$ entonces el circuito se comporta como un amplificador de corriente proporcionando una corriente constante a través de la resistencia R_{carga} conectada a masa.

El valor de I_s está limitado por la tensión en la carga que puede saturar la salida de los AO o el circuito I_{ref} . Obsérvese que la tensión de carga del terminal no inversor del amplificador operacional A_1 se refleja en el terminal no inversor del amplificador operacional A_2 y por lo tanto en la tensión de salida de la referencia de corriente V_i . Para que el circuito I_{ref} trabaje correctamente, la tensión V_i debe ser menor que la tensión de saturación $V_{SAT,Iref}$ dada por el fabricante:

$$V_{SAT,Iref} > R_{carga} \cdot n \cdot I_{ref} \quad (7-19)$$

Por otro lado, también se debe considerar las tensiones de saturación de la salida de los AO's. En el caso de la salida del amplificador operacional A_2 , la corriente a través de R_4 es la misma que la corriente a través de R_{carga} y en consecuencia la tensión en la salida de A_2 es igual a la suma de las tensiones producidas por la corriente I_s a través de R_4 y R_{carga} . La tensión total debe ser inferior a la tensión de saturación de la salida del operacional A_2 , estableciendo así una segunda condición de diseño:

$$V_{+sat,A2} \geq \left[1 + \frac{R_4}{R_{carga}} \right] \cdot n \cdot I_{ref} > V_{-sat,A2} \quad (7-20)$$

En el caso de la tensión de salida del amplificador operacional A_1 , aplicando la 2ª Ley de Kirchhoff sobre el terminal no inversor de A_2 se tiene la relación:

$$\frac{V_i - V_{1sal}}{R_1} = I_{ref} \quad (7-21)$$

Sustituyendo las expresiones de la tensión de entrada (7-16) y seguidamente la corriente de salida (7-17) se obtiene:

$$V_{1sal} = I_{ref}(n \cdot R_{carga} - R_1) \quad (7-22)$$

Identificando la resistencia de entrada del circuito GIC en la expresión anterior y considerando las tensiones de saturación del amplificador operacional A_1 se puede escribir la desigualdad:

$$V_{+sat,A1} \geq I_{ref}(R_e - R_1) > V_{-sat,A1} \quad (7-23)$$

determinando una tercera condición de diseño.

Otro aspecto investigado en esta tesis es la eficiencia en corriente del circuito a partir del análisis de las corrientes en DC a través de las resistencias del circuito mostradas en la Fig.7-7.

Considerando los amplificadores operacionales ideales y aplicando la Ley de nodos de Kirchoff en sus terminales de entrada y salida se obtiene:

$$I_{Rcarga} = I_{R4} = \frac{R_1 R_3}{R_2 R_4} \cdot I_{ref} \quad (7-24)$$

$$I_{R2} = I_{R3} = \frac{R_1}{R_2} \cdot I_{ref} \quad (7-25)$$

$$I_{R1} = I_{ref} \quad (7-26)$$

$$I_{Sal,A2} = I_{R3} + I_{R4} \quad (7-27)$$

$$I_{Sal,A1} = -(I_{R2} + I_{R1}) \quad (7-28)$$

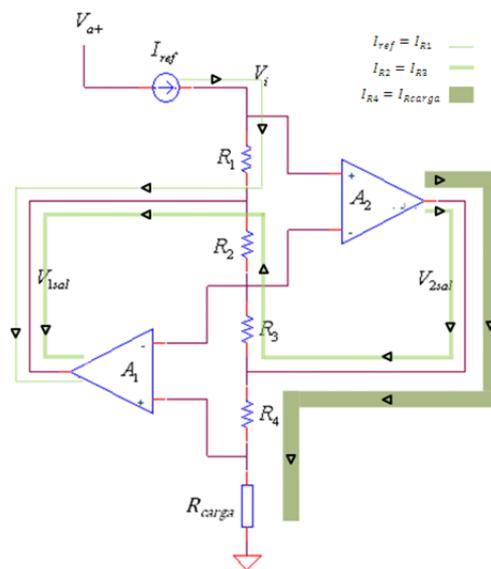


Fig.7-7 Análisis de las corrientes de polarización del circuito GIC alimentado I_{ref} .

Atendiendo a las expresiones anteriores el factor de ganancia n se puede descomponer en dos términos:

$$n = n_1 \cdot n_2 \quad (7-29)$$

donde

$$n_1 = \frac{R_1}{R_2} \quad ; \quad n_2 = \frac{R_3}{R_4} \quad (7-30)$$

Con este nueva enfoque del factor de ganancia n , las corrientes a través de las resistencias R_1 , R_2 y R_3 se pueden considerar corrientes de polarización del circuito GIC por no aportar corriente a la resistencia de carga. En consecuencia cuanto menor sea la corriente de referencia y el valor de n_1 menor será el consumo de potencia debido al funcionamiento interno del circuito. En cambio, la ecuación (7-27) muestra que el amplificador operacional A_2 actúa como surtidor de corriente, aportando la intensidad de corriente necesaria para la polarización interna y la entregada a la carga. La corriente I_{Rcarga} circula también a través de la resistencia R_4 por lo que inevitablemente se desperdiciará potencia. Afortunadamente como se deduce de las expresiones (7-30) la resistencia R_4 se puede diseñar con un valor bajo de forma que el factor de ganancia n_2 obtenido sea elevado.

La eficiencia en corriente del circuito viene dada por la relación entre la corriente entregada a la carga y la corriente total consumida por el circuito. Observando las corrientes de la Fig.7-7 y despreciando el consumo de las corrientes de polarización internas de los amplificadores operacionales se puede obtener la expresión:

$$\eta = \frac{I_{Rcarga}}{I_{total}} = \frac{I_{Rcarga}}{I_{ref}n + I_{ref}n_1 + I_{ref}} \quad (7-31)$$

y reescribiendo en términos de las ganancias se obtiene una expresión para la estimación de la eficiencia en corriente:

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{1}{n_2} \left[1 + \frac{1}{n_1} \right]} \quad (7-32)$$

Suponiendo un diseño de la fuente de corriente con una I_{ref} baja (μA) y un valor elevado de la ganancia n (>100), en concreto un valor de n_2 varias veces mayor que el valor de n_1 , la eficiencia en corriente puede ser del 98%.

$$Si \quad n_2 \gg 10n_1 \quad y \quad n_1 \cong 10 \rightarrow \eta \approx 98.9 \% \quad (7-33)$$

En resumen se ha diseñado un convertidor corriente/corriente con ganancia de corriente n fácilmente controlable seleccionando adecuadamente los valores de las resistencias R_1 , R_2 , R_3 y R_4 . El diseño de las resistencias es sencillo y su configuración permite conectar la resistencia de carga a masa, solucionando el problema de tener la resistencia de carga flotante, como ocurre en la fuente de corriente del circuito GIC alimentado a V_{ref} de la Fig.7-5.

A diferencia de otra fuente de corriente clásica como la fuente de Howland donde la resistencia de carga está conectada a masa, la nueva propuesta no necesita un apareamiento exacto entre algunas de sus resistencias para el correcto diseño de la fuente, ofreciendo así una mayor flexibilidad en su ajuste y diseño. Además como se ha demostrado la eficiencia en corriente del circuito puede llegar al 98% en lugar del 10 % ofrecido por la fuente de Howland [19].

a.2 Efecto de los desequilibrios presentes en los amplificadores operacionales

La finalidad del desarrollo de la fuente de corriente descrito en el apartado anterior es proporcionar una corriente estable y precisa para polarizar un sensor en configuración puente de Wheatstone. En este sentido, las expresiones para las tensiones y corrientes mencionadas hasta ahora pueden ser modificadas en mayor o menor medida por las componentes parásitas introducidas por los desequilibrios de los amplificadores operacionales reales, éstos son tensiones de offset y corrientes de

polarización. La Fig.7-8 representa el circuito equivalente considerando $I_{1p}, I_{2p}, I_{1n}, I_{2n}$ como las corrientes de polarización y V_{1os}, V_{2os} como las tensiones de offset de entrada de los amplificadores operacionales.

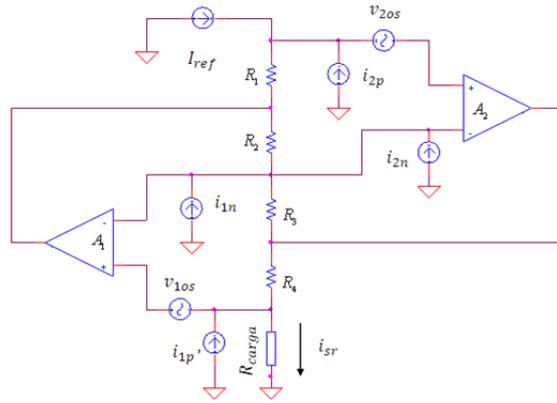


Fig.7-8. Circuito GIC alimentado a corriente constante incluyendo los desequilibrios debidos a los amplificadores operacionales.

Aplicando el principio de superposición se obtiene el efecto de los desequilibrios de los amplificadores operacionales sobre la corriente de salida a través de la carga:

$$I_{sr} = \frac{R_1 R_3}{R_2 R_4} I_{ref} + \frac{R_1 R_3}{R_2 R_4} i_{2p} + \frac{R_3}{R_4} i_{1n} + \frac{R_3}{R_4} i_{2n} + i_{1p} + \frac{v_{1os}}{R_{carga}} + \frac{v_{2os}}{R_{carga}} \quad (7-34)$$

pudiéndose reformular como:

$$I_{sr} = I_s + e(i) + e(v) \quad (7-35)$$

donde $e(i)$ es el error debido a las corrientes de polarización y $e(v)$ es el error debido a las tensiones de offset:

$$e(i) = i_{1p} + \frac{R_3}{R_4} \left[\frac{R_1}{R_2} i_{2p} + i_{1n} + i_{2n} \right] \quad (7-36)$$

$$e(v) = \frac{v_{1os} + v_{2os}}{R_{carga}} \quad (7-37)$$

Dejando momentáneamente a un lado $e(v)$, el error debido a las corrientes de polarización se puede minimizar si la relación R_3/R_4 es pequeña respecto de la relación R_1/R_2 , es decir, si la mayor aportación en el factor de ganancia n se debe a la relación R_1/R_2 , entonces la contribución de i_{1p} , i_{1n} e i_{2n} se puede despreciar y el error añadido por las corrientes de polarización tan solo es debido a i_{2p} :

$$\text{si } \frac{R_1}{R_2} \gg \frac{R_3}{R_4} \Rightarrow e(i) \approx n \cdot i_{2p} \quad (7-38)$$

Sustituyendo en la expresión de la corriente real (7-35) se obtiene:

$$I_{sr} = n \cdot i_{ref} \left[1 + \frac{i_{2p}}{i_{ref}} \right] + e(v) \quad (7-39)$$

Suponiendo que la corriente de referencia es mucho mayor que la corriente de polarización, la relación i_{2p}/i_{ref} se puede aproximar a cero y por tanto se podría descartar el error provocado sobre la corriente de salida:

$$\text{si } i_{ref} \gg i_{2p} \Rightarrow e(i) \approx 0 \quad (7-40)$$

Retomando el error debido a las tensiones de offset de los amplificadores operacionales determinado por la expresión (7-37), si la R_{carga} es elevada éste se puede considerar despreciable (7-41), en caso contrario, si R_{carga} es aproximadamente nulo habrá una contribución de corriente debida a v_{os} a tener en consideración.

$$\text{si } R_{carga} \uparrow \Rightarrow e(v) \approx 0 \quad (7-41)$$

Resumiendo, en función del valor de la corriente de referencia y la resistencia de carga se podrá estimar qué desviación tiene mayor peso en el error total y usarlo como criterio para la selección de los amplificadores operacionales empleados. Si la corriente de referencia es baja, se debe elegir amplificadores operacionales con bajas corrientes de polarización. Y si la resistencia de carga es pequeña es aconsejable utilizar amplificadores operacionales con tensiones de offset reducidas.

a.3 Fuente de corriente dc para sensores resistivos

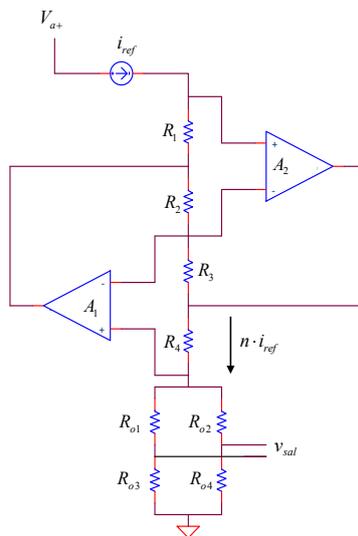


Fig.7-9. Circuito GIC con entrada a corriente constante y sensor resistivo configurado en puente de Wheatstone.

Sustituyendo R_{carga} del circuito GIC por un sensor resistivo configurado en puente de Wheatstone se obtiene el circuito de la Fig.7-9. Con esta topología se consigue una corriente estable y precisa circulando a través del sensor en puente de Wheatstone partiendo de una corriente de referencia,

normalmente de bajo valor. El sensor está conectado a masa y alimentado a una corriente constante independiente del valor que ofrezca la resistencia equivalente de entrada del sensor.

La tensión de salida del sensor v_{sal} está compuesta por una componente diferencial y otra componente en modo común. En la Fig.7-10 se muestra el circuito equivalente de señal para un sensor resistivo configurado en puente de Wheatstone con cuatro sensores activos ($R_s = R_o(1 \pm \alpha)$). Este circuito puede ser utilizado para diseñar el circuito de acondicionamiento y obtener un buen factor de rechazo en modo común (CMRR). La componente en modo común depende exclusivamente de R_o , mejorando su valor respecto del circuito GIC alimentado a V_{ref} .

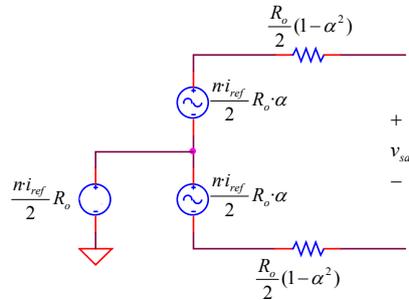


Fig.7-10. Circuito equivalente de Thevenin del puente de Wheatstone dentro del circuito GIC.

Partiendo de las ecuaciones de diseño planteadas a lo largo de este capítulo, en el apartado siguiente, se desarrollará una aplicación del circuito GIC alimentado a corriente de referencia que presenta un nuevo método de compensación térmica para sensores en configuración de puente de Wheatstone. La consecución de esta aplicación se debe a la flexibilidad ofrecida por el circuito GIC para elegir los valores de sus resistencias de polarización.

- b) Propuesta de un método de compensación térmica basado en el circuito GIC alimentado a una corriente de referencia

El sensor de corriente eléctrica diseñado y fabricado en el capítulo 6 posee una deriva en temperatura de la sensibilidad caracterizado en el capítulo 7. En este apartado se investiga un nuevo método de compensación en temperatura de la sensibilidad del sensor en puente de Wheatstone aplicando el circuito GIC alimentado a I_{ref} descrito en el apartado anterior. A continuación se expone el análisis teórico del método de compensación estableciendo sus condiciones de diseño.

Se trata de una técnica de compensación térmica analógica no invasiva. El método consiste en introducir un sensor de temperatura resistivo en serie con una de las resistencias que componen la fuente de corriente, permitiendo al circuito modular la corriente de polarización del sensor en función de la temperatura. El resultado es una reducción del coeficiente de temperatura de la sensibilidad del sensor mediante la modulación de la corriente de polarización por la temperatura.

- c) Descripción del método de compensación

En primer lugar consideraremos el caso ilustrado en la Fig.7-11, un sensor genérico configurado en puente de Wheatstone no compensado donde el sensor es alimentado a corriente constante.

La salida de tensión del sensor no compensado $v_{s,nc}$ viene dada por la ecuación:

$$v_{s,nc}(t^a) = S(t^a) \cdot X + V_{off} \quad (7-42)$$

donde X es la variable física a medir, $S(t^a)$ es la sensibilidad del sensor y V_{off} es la salida del sensor cuando la señal X es nula. Con el fin de simplificar la exposición, la tensión de offset se puede despreciar suponiendo que el sensor ha sido calibrado previamente, es decir $V_{off} = 0$.

Suponiendo que la variable a medir se mantuviera constante, la tensión de salida del sensor $v_{s,nc}$ no se mantendría en un valor constante debido a las perturbaciones introducidos por los cambios de la temperatura en el sensor. En esta situación y sin considerar V_{off} , la variación en $v_{s,nc}$, solo puede ser debida según (7-42) a algún cambio ocurrido en la sensibilidad $S(t^a)$

La tensión de salida del puente (7-42) se puede reformular introduciendo la tensión de alimentación del puente $V_{p,nc}$, como parte de la tensión de salida $v_{s,nc}$:

$$v_{s,nc}(t^a) = \frac{S(t^a)}{V_{p,nc}(t^a)} \cdot V_{p,nc}(t^a) \cdot X \quad (7-43)$$

Por otro lado, la sensibilidad del sensor viene dada por la expresión:

$$S(t^a) = \bar{S}(t^a) \cdot V_{p,nc}(t^a) \quad (7-44)$$

donde $\bar{S}(t^a)$ es la sensibilidad normalizada según la expresión:

$$\bar{S}(t^a) = \frac{S(t^a)}{V_{p,nc}(t^a)} \quad (7-45)$$

Implementando la corriente de alimentación del puente, $i_{p,nc}$, mediante el circuito GIC a I_{ref} , la tensión de alimentación de puente $V_{p,nc}$ puede expresarse como:

$$V_{p,nc}(t^a) = i_{p,nc} \cdot R_p(t^a) = n_o \cdot i_{ref} \cdot R_p(t^a) \quad (7-46)$$

donde n_o es el factor de amplificación y $R_p(t^a)$ el valor nominal de la resistencia equivalente del puente.

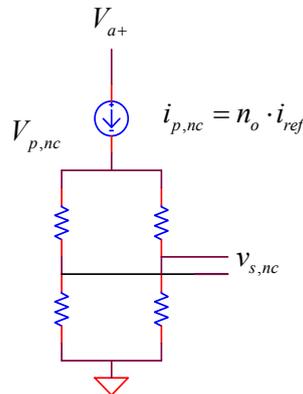


Fig.7-11. Definición de las variables del puente de Wheatstone sin compensar.

La tensión de salida se puede reescribir como (7-47) teniendo en cuenta la tensión de alimentación del puente (7-46) y la sensibilidad del sensor (7-44):

$$v_{s,nc}(t^a) = \bar{S}(t^a) \cdot i_{p,nc} \cdot R_p(t^a) \cdot X \quad (7-47)$$

de donde se deduce que cualquier variación de $i_{p,nc}$, R_p o \bar{S} repercute en la sensibilidad del sensor, S . Si $i_{p,nc}$ se considera constante o muy poco dependiente de la temperatura como debe ser en una referencia de corriente, tan solo $R_p(t^a)$ y $\bar{S}(t^a)$ pueden ser causantes de la deriva térmica de $v_{s,nc}(t^a)$.

El fundamento del método de compensación propuesto (véase Fig.7-12) es intentar generar una corriente para alimentar el puente dependiente de la temperatura, $i_{p,c}(t^a)$, dicha variación de corriente debe corregir la variación de la resistencia nominal del puente $R_p(t^a)$ y de la sensibilidad $\bar{S}(t^a)$ debido a la temperatura ambiente intentando anular la deriva térmica del sensor a la salida de éste, es decir cumpliendo la expresión (7-4).

El método de compensación consiste en reemplazar alguna de las resistencias que definen el factor de ganancia del amplificador de corriente por la asociación de una resistencia R de valor fijo en serie con un sensor de temperatura $R_t(t^a)$, consiguiendo un factor de ganancia dependiente de la temperatura $n(t^a)$. La técnica de compensación propuesta no modifica la topología interna del puente resistivo y se puede considerar como una extensión del método descrito en [3, 4]. Aquí, la fuente de corriente de polarización del sensor proporcionada por el circuito GIC alimentado a I_{ref} es dependiente de la temperatura (Fig.7-12).

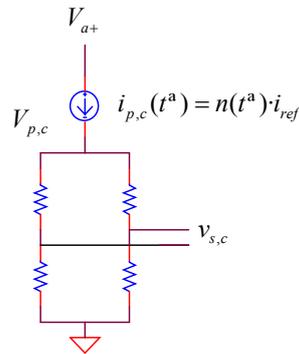


Fig.7-12 Definición de las variables del puente de Wheatstone con compensación.

Siendo la corriente de polarización del puente dependiente de la temperatura, la tensión del puente compensada $V_{p,c}$ también será dependiente de la temperatura de acuerdo a la expresión:

$$V_{p,c}(t^a) = i_{p,c}(t^a) \cdot R_p(t^a) = n(t^a) \cdot i_{ref} \cdot R_p(t^a) \quad (7-48)$$

Para hacer el factor de ganancia dependiente de la temperatura $n(t^a)$, se introduce en alguna de las cuatro resistencias (de R_1 a R_4) una resistencia de compensación cuyo valor es linealmente dependiente de la temperatura $R_c(t^a)$. Ésta se consigue empleando un detector de temperatura resistivo en serie con una resistencia fija:

$$R_c(t^a) = R + R_t(t^a) \quad (7-49)$$

La expresión del factor de ganancia del circuito GIC se puede redefinir de cuatro formas diferentes según la resistencia sustituida en la expresión (7-18):

$$R_1 = R + R_t(t^a) \rightarrow n(t^a) = \frac{(R + R_t(t^a)) \cdot R_3}{R_2 \cdot R_4} \quad (7-50)$$

$$R_3 = R + R_t(t^a) \rightarrow n(t^a) = \frac{R_1 \cdot (R + R_t(t^a))}{R_2 \cdot R_4} \quad (7-51)$$

$$R_2 = R + R_t(t^a) \rightarrow n(t^a) = \frac{R_1 \cdot R_3}{(R + R_t(t^a)) \cdot R_4} \quad (7-52)$$

$$R_4 = R + R_t(t^a) \rightarrow n(t^a) = \frac{R_1 \cdot R_3}{R_2 \cdot (R + R_t(t^a))} \quad (7-53)$$

Por analogía con la tensión de salida no compensada, la tensión de salida compensada $v_{s,c}$ se puede reescribir como (7-54) considerando las ecuaciones (7-48), (7-44) y (7-46):

$$v_{s,c}(t^a) = \frac{S(t^a)}{n_o \cdot i_{ref} \cdot R_p(t^a)} \cdot n(t^a) \cdot i_{ref} \cdot R_p(t^a) \cdot X \quad (7-54)$$

y por lo tanto:

$$v_{s,c}(t^a) = S(t^a) \frac{n(t^a)}{n_o} \cdot X \quad (7-55)$$

donde se muestra cómo efectivamente $v_{s,c}$ es modulada por la temperatura. Aplicando logaritmos en la ecuación (7-55) se consigue:

$$\ln v_{s,c}(t^a) = \ln S(t^a) + \ln \frac{n(t^a)}{n_o} + \ln X \quad (7-56)$$

diferenciando a continuación se obtiene:

$$\frac{d(v_{s,c}(t^a))}{v_{s,c}(t^a)} = \frac{d(S(t^a))}{S(t^a)} + \frac{d(n(t^a)/n_o)}{n(t^a)/n_o} = \frac{d(S(t^a))}{S(t^a)} + \frac{d(n(t^a))}{n(t^a)} \quad (7-57)$$

y calculando derivadas con respecto de la temperatura se tiene que:

$$\frac{d(v_{s,c}(t^a)/dt^a)}{v_{s,c}(t^a)} = \frac{d(S(t^a)/dt^a)}{S(t^a)} + \frac{d(n(t^a)/dt^a)}{n(t^a)} \quad (7-58)$$

Esta expresión se puede reescribir en términos de coeficientes de temperatura:

$$TCv_{s,c} = TCS + TCn \quad (7-59)$$

El objetivo del método de compensación consiste en anular la deriva térmica de $v_{s,c}$, o al menos experimentalmente minimizar el valor de $TCv_{s,c}$ el máximo posible respecto de $TCv_{s,nc}$.

$$\text{si } TCv_{s,c} = 0 \rightarrow TCS = -TCn \quad (7-60)$$

Idealmente la compensación perfecta se produciría si TCn fuera del mismo valor que TCS pero de signo opuesto. Teniendo en cuenta las cuatro expresiones que puede adoptar el factor de ganancia de

corriente (7-50), (7-51), (7-52), (7-53) y desarrollando para cada uno de ellas la expresión (7-60) se obtiene una expresión para calcular R que cumpla la condición de compensación. Bajo este supuesto se obtienen dos soluciones posibles para el coeficiente de temperatura de la salida del puente resistivo, según $R_t(t^a)$ se introduzca en el numerador o en el denominador de $n(t^a)$.

Si la resistencia R_1 o R_3 es reemplazada por la resistencia de compensación $R_c(t^a)$, entonces R viene dada por:

$$\text{si } TCv_{s,c} = 0 \rightarrow R = -R_{to} \left[\frac{TCR_t}{TCS} + 1 \right] \quad (7-61)$$

Si la resistencia R_2 o R_4 es reemplazada por la resistencia de compensación $R_c(t^a)$, entonces R viene dada por:

$$\text{si } TCv_{s,c} = 0 \rightarrow R = R_{to} \left[\frac{TCR_t}{TCS} - 1 \right] \quad (7-62)$$

De acuerdo con las ecuaciones (7-61) y (7-62) puede definirse el factor de compensación m , como la relación entre el coeficiente de temperatura del sensor de compensación y el coeficiente de temperatura del sensor a compensar:

$$m \equiv \frac{TCR_t}{TCS} \quad (7-63)$$

En función del valor de m se pueden dar las siguientes soluciones posibles:

- Cuando $-1 > m$: la solución (7-61) proporciona un valor de R positivo, mientras la expresión (7-62) da un valor de R negativo no sintetizable.
- Cuando $1 < m$: la expresión (7-61) proporciona un valor de R negativo, en cambio la solución (7-62) da un valor de R positivo.
- Cuando $-1 < m < 1$: ambas soluciones (7-61) y (7-62) proporcionan un valor de R negativo no sintetizable.

Evitando las resistencias negativas, el método de compensación es posible en dos supuestos:

$$TCR_t > TCS \quad (7-64)$$

$$TCR_t < -TCS \quad (7-65)$$

que tomando valores absolutos se pueden unificar en un único supuesto:

$$|TCR_t| > |TCS| \quad (7-66)$$

El valor absoluto del coeficiente de temperatura del sensor de compensación ha de ser mayor o igual que el valor absoluto del coeficiente de temperatura del sensor a compensar.

La Tab. 7-1 resume las posibilidades de diseño para resolver la deriva térmica de la tensión de salida del puente de Wheatstone usando el circuito GIC configurado como amplificador de corriente. En resumen, dado un sensor con un determinado coeficiente de temperatura absoluto, éste podrá ser compensado siempre y cuando se elija un sensor de compensación con un coeficiente de temperatura absoluto mayor. Una vez seleccionado el sensor de compensación, se calcula el valor de m y

haciendo uso de la Tab. 7-1 se obtiene el valor de la resistencia total de compensación $R_c(t^\#)$. A continuación se selecciona la resistencia a sustituir en el circuito de la Fig.7-9. Por último se seleccionan los valores del resto de resistencias que componen el factor de ganancia en corriente para obtener la corriente de alimentación especificada por la sensibilidad del sensor.

La técnica de compensación desarrollada en este apartado es muy útil cuando se aplica a sensores comerciales en los que usualmente no se tiene acceso a su estructura interna o sensores fuertemente dependientes de su arquitectura. El sensor es alimentado por una fuente de corriente constante y mediante la inclusión de un sensor de temperatura en el amplificador de corriente, la dependencia en temperatura de ésta compensa la deriva del sensor.

Tab. 7-1. Criterio de selección de la resistencia R en función del factor de compensación m.

	$m < -1$	$-1 < m < 1$	$1 < m$
	Sintetizable	No sintetizable	Sintetizable
$R_c(t^\#)$	R_1 ó R_3	-	R_2 ó R_4
R	$-R_{to}[m + 1]$	-	$R_{to}[m - 1]$

El coeficiente de temperatura de los sensores es fácil encontrarlo en las especificaciones proporcionadas por los fabricantes y la relación entre la deriva térmica del sensor a compensar y el sensor de compensación es flexible, no necesita que sean iguales y de signo opuesto, tan solo específica que el sensor de compensación posea un coeficiente de temperatura de valor absoluto mayor que el coeficiente a compensar, condición acorde con la realidad dónde generalmente los sensores de temperatura presenta una sensibilidad a la temperatura mucho mayor que cualquier sensor destinado a medir cualquier otra variable física en los cuales se intenta minimizar la dependencia térmica.

El uso de alimentación unipolar o bipolar del circuito GIC solo implica el uso de operacionales adecuados a los niveles de alimentación, no es necesario el uso de circuitería adicional como ocurría en el método de compensación usando el circuito NIC [5] revisado en la introducción del presente capítulo, y además el puente se encuentra perfectamente conectado a masa.

En el siguiente apartado se muestra el funcionamiento experimental del método compensando el sensor de corriente y utilizando el detector de temperatura basado en rutenio diseñados, fabricados y caracterizados en la presente tesis.

d) Compensación en temperatura del sensor de corriente eléctrica empleando el detector de temperatura basado en Rutenio

d.1 Método

- **Diseño de la fuente de corriente de compensación**

Tomando las especificaciones de la deriva térmica del sensor de corriente ($TCS=-0,152 \text{ \%}/^{\circ}\text{C}$) y del detector de temperatura basado en Rutenio ($TCR_t=0,161 \text{ \%}/^{\circ}\text{C}$) se diseñó el circuito GIC a I_{ref} de acuerdo a los criterios establecidos en la Tab. 7-1.

Según la expresión (7-63) el valor para el factor de compensación es:

$$m = \frac{+0,161}{-0,152} = -1,1$$

de acuerdo con la Tab. 7-1 la resistencia fija obtenida toma el valor:

$$R = 109,6[-16,08 + 1] = 91.3 \Omega$$

la cual debe ir en serie con el sensor de temperatura de compensación $R_t(t^a)$. El valor de la resistencia de compensación viene dado por la expresión (7-49):

$$R_c(t^a) = (904.5 + 86) = 1000 \Omega$$

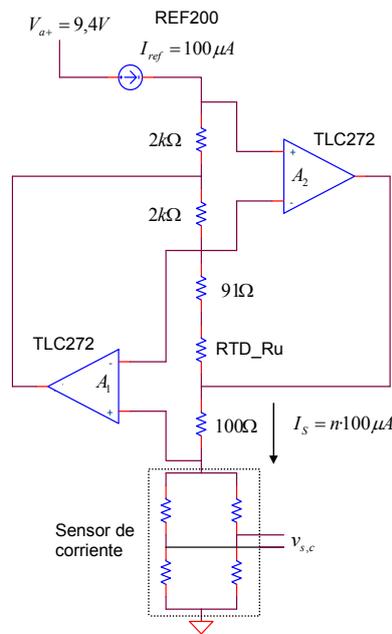


Fig.7-13 Sensor de corriente y circuito GIC como fuente de corriente compensada.

Este valor de resistencia hace las funciones de R_3 o R_1 . Por ejemplo, reemplazando la resistencia R_3 , el resto de valores se reajustan para mantener la ganancia de corriente de polarización próxima a 1

mA. Tomando $R_1 = 2 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 2 \text{ k}\Omega$ y $R_4 = 100$ se tiene un factor de ganancia $n_o = 0,994$ que proporciona una corriente de polarización de 0,994 mA. La Fig.7-13 muestra el circuito de polarización en corriente del puente de Wheatstone con los valores de resistencia para realizar la compensación de la sensibilidad de sensor de corriente.

d.2 Resultados experimentales

El sensor de corriente se introdujo en la cámara climática empleando la configuración experimental descrita en la caracterización térmica del sensor de corriente de la Fig.6-14. El rango de temperaturas estudiadas fue desde 0 °C hasta 70 °C con incrementos de 10 °C. Para cada temperatura se realizó un barrido en corriente de $\pm 10 \text{ A}$ con pasos de 2 A, tomando para cada temperatura los valores de tensión de salida y tensión de puente. Además, en esta ocasión se habilitó un canal de la tarjeta de adquisición K2700 para la monitorización de la corriente de polarización del sensor de corriente.

La evolución de la corriente de polarización del sensor de corriente en función de la temperatura se muestra en la Fig.7-14, siendo su coeficiente de temperatura experimental $TCI = 0,158 \text{ } \%/^{\circ}\text{C}$. Este coeficiente térmico es de igual magnitud pero de signo contrario que el de $TCS = -0,152$. Es decir, la evolución de la corriente de polarización se incrementa de igual forma que disminuye la sensibilidad del sensor de corriente no compensado dando como resultado una variación casi nula de la sensibilidad del sensor de corriente compensado.

El buen funcionamiento del método de compensación se puede apreciar en la Fig.7-15 donde se representa la característica de la tensión de salida para las temperaturas extremas de 0 °C y 70 °C. Comparando los mismos resultados pero con el sensor no compensado se concluye que la dependencia de la sensibilidad con la temperatura ha sido reducida notablemente. En concreto la Fig.7-16 muestra que las discrepancias entre las características para máxima y mínima temperatura se reducen en aproximadamente un orden de magnitud.

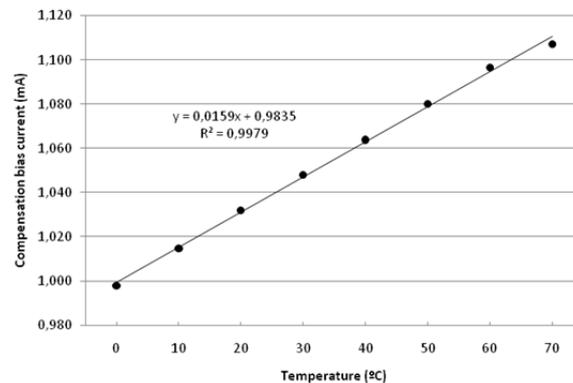


Fig.7-14. Corriente de polarización del sensor de corriente en función de la temperatura.

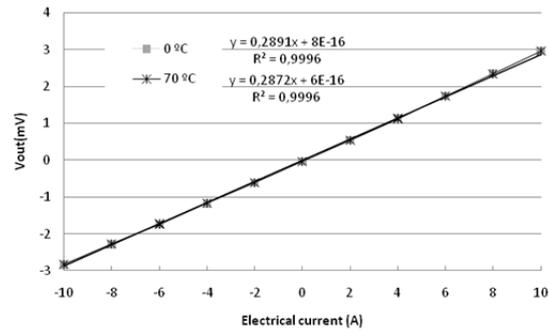


Fig.7-15. Tensión de salida del sensor de corriente para diferentes temperaturas.

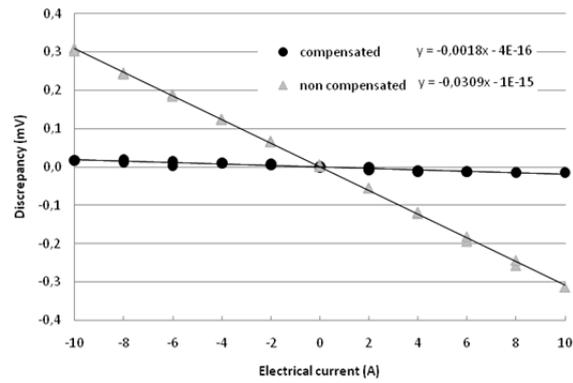


Fig.7-16. Discrepancias de la tensión de salida del sensor de corriente compensada y no compensada correspondiente a las temperaturas extremas de 0 °C de 70 °C.

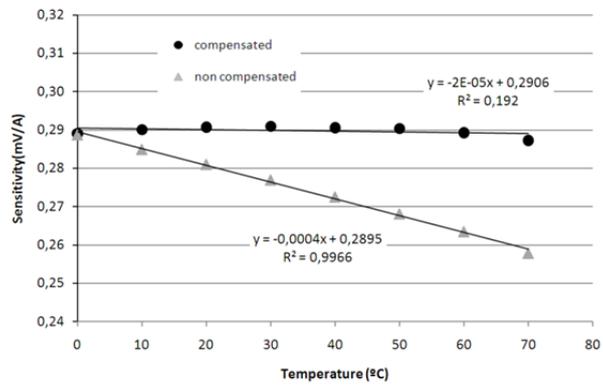


Fig.7-17. Evolución de la sensibilidad compensada y no compensada del sensor de corriente.

La representación de la evolución de la sensibilidad del sensor de corriente compensado en función de la temperatura se puede ver en la Fig.7-17. El cálculo del coeficiente de la deriva térmica de la sensibilidad compensada es de 0,007 %/°C. La comparación de la evolución de la sensibilidad del sensor compensado y no compensado en la Fig.7-17 verifica la validez experimental del método de compensación propuesto. Como se puede observar, la evolución de la sensibilidad compensada es casi plana y próxima al valor de la sensibilidad a la temperatura de referencia de 0 °C para todo el rango de temperaturas analizadas. En contraposición, la sensibilidad del sensor no compensado se ve afectado por la temperatura decreciendo su valor conforme aumenta la temperatura.

7.2 Extensión del ancho de banda del sensor de corriente

La segunda propuesta para mejorar las prestaciones del sensor de corriente es la extensión en frecuencia de su función de transimpedancia. Como se mostró en la fase de caracterización la respuesta en frecuencia el modelo de la transimpedancia del sensor que mejor se ajusta es un modelo de orden 6/5, sin embargo el método propuesto se desarrolla asumiendo un modelo de segundo orden. Ello implica usar una etapa de compensación de segundo orden que se implementará combinando los métodos descritos en [20] y [21].

a) Método

Matemáticamente se puede compensar la respuesta en frecuencia del sensor introduciendo en serie a la salida del puente de Wheatstone una etapa de compensación con un polo doble localizado a la frecuencia de corte del sensor de corriente. La expresión ideal para esta etapa de compensación se puede escribir de la forma:

$$H(jf) = \left[1 + \frac{jf}{f_c}\right]^{-2} \quad (7-67)$$

La combinación del modelo de la transimpedancia del sensor de corriente GMR (6-14) para n igual a 2 y la función de transferencia de la etapa de compensación (7-67) mostrada en la Fig.7-18 proporciona una respuesta del sensor de corriente con su ancho de banda extendido. La Fig.7-18, también contempla la repuesta esperada procesando los datos de la respuesta experimental del sensor de corriente $z(jf)$ y la expresión (7-67). La simulación muestra la posibilidad de extender la respuesta en frecuencia más allá de 800 kHz.

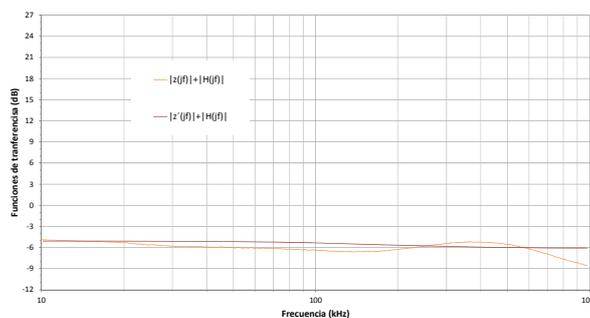


Fig.7-18. Simulación de la respuesta en frecuencia compensada del sensor de corriente y su modelo.

Para la implementación de la etapa de compensación se propone combinar las soluciones propuestas en [20] y [21]. De modo que, la etapa de compensación propuesta está constituida por un filtro diferencial de primer orden $F(jf)$ y un amplificador de instrumentación $G(jf)$ según la expresión (7-68). El circuito de acondicionamiento representado en la Fig.7-19 responde a una configuración clásica en instrumentación, un sensor $z(jf)$, seguido de filtro $F(jf)$ y un amplificador $G(jf)$. La diferencia de esta propuesta reside en que, en esta ocasión la función del filtro y el amplificador tienen la función de acondicionar y compensar la respuesta en frecuencia de la tensión de salida del sensor magnetorresistivo, extendiendo su ancho de banda en lugar de reducirlo. El objetivo del método de compensación es implementar electrónicamente esta etapa de compensación diseñando adecuadamente los circuitos de acondicionamiento de la salida del sensor de corriente para que sus frecuencias de corte coincidan con f_{c1} y f_{c2} .

$$H(jf) = F(jf)G(jf) \quad (7-68)$$

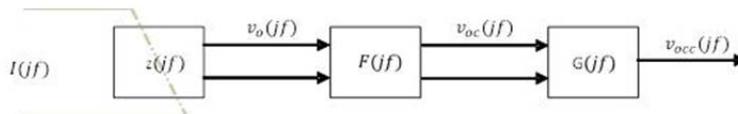


Fig.7-19.- Diagrama de bloques del método de compensación.

El primer cero de la función de transferencia de la etapa de compensación se consigue filtrando la tensión de salida del sensor de corriente [20]. En [24] se describen y analizan los filtros analógicos con entrada diferencial y salida diferencial. Su diseño e implementación se lleva a cabo mediante el acoplamiento de dos filtros unipolares que en conjunto ofrecen un filtro con un alto CMRR. Este último aspecto hace posible colocar estos filtros antes del amplificador diferencial, mejorando así el rechazo ante interferencias y reduciendo el ruido en la señal de interés.

El circuito eléctrico del filtro diferencial propuesto se puede ver en la Fig.7-20. Se trata de un filtro pasivo de primer orden. La frecuencia de corte y el valor de los componentes se diseña mediante la expresión (7-70) correspondiente a un filtro unipolar pasa baja.

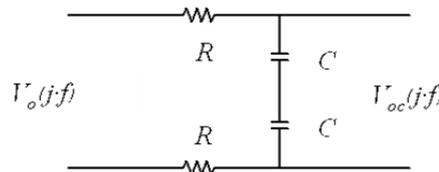


Fig.7-20. Circuito de un filtro diferencial de primer orden.

$$F(jf) = F_o \left[1 + \frac{jf}{f_{cc}} \right]^{-1} \quad (7-69)$$

$$f_{cc} = \frac{1}{2\pi RC} \quad (7-70)$$

El segundo cero de la función de transferencia de la etapa de compensación se consigue con la propuesta descrita en [21], donde se propone usar el parámetro producto ganancia-ancho de banda de

los amplificadores de instrumentación. La función de transferencia del amplificador se puede modelizar mediante la expresión (7-71):

$$G(jf) = A_o \left[1 + \frac{jf}{f_c} \right]^{-1} \quad (7-71)$$

donde A_o es la ganancia del amplificador y f_c la frecuencia de corte de la respuesta en frecuencia (-3dB). La ganancia y la frecuencia de corte están relacionados por el parámetro producto ganancia-ancho de banda (AB). Las hojas de características generalmente indican el valor de la frecuencia de corte cuando la ganancia en lazo abierto toma el valor unidad, o en su defecto indican el ancho de banda para una ganancia de lazo cerrado determinada. Cuando la ganancia de tensión en lazo abierto disminuye a razón de 20 dB por década su relación se puede expresar mediante la siguiente ecuación:

$$AB = A_o \cdot f_c \quad (7-72)$$

El concepto de producto ganancia-ancho de banda se muestra en la Fig.7-21. El producto $A_1 \cdot f_1 \approx A_2 \cdot f_2 \approx A_3 \cdot f_3$, es un valor constante. Cuando la ganancia aumenta, la frecuencia de corte disminuye.

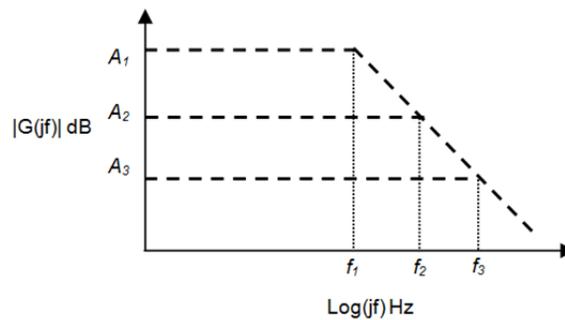


Fig.7-21.- Módulo de la ganancia en función de la frecuencia para un amplificador genérico.

Conocida la frecuencia de corte f_c de un determinado sensor a compensar, la ganancia del amplificador se puede calcular a partir de la expresión (7-72), donde fijando el producto ganancia-ancho de banda del amplificador de instrumentación se puede obtener la ganancia de compensación o viceversa.

El principal problema de no usar el filtro diferencial es no poder fijar la ganancia del amplificador de acuerdo al rango dinámico de entrada-salida más óptimo.

b) Resultados

Empleando la configuración experimental mostrada en la Fig.6-31 se obtuvo la respuesta en frecuencia del sensor y sus etapas de acondicionamiento.

En primer lugar se diseñaron una serie de filtros con una frecuencia de corte próxima a la frecuencia de corte del sensor de corriente polarizado con una corriente de 2 mA. La Fig.7-22 recopila la familia de curvas obtenidas al conectar en cascada el sensor y los filtros. Se puede observar cómo para f_c menores que la f_c se produce una atenuación no deseada en la región plana de la función de

transferencia. Otro hecho es que en todos los casos la asíntota de alta frecuencia pasa a ser de 40 dB a 20 dB, ésta será compensada por la siguiente etapa de amplificación.

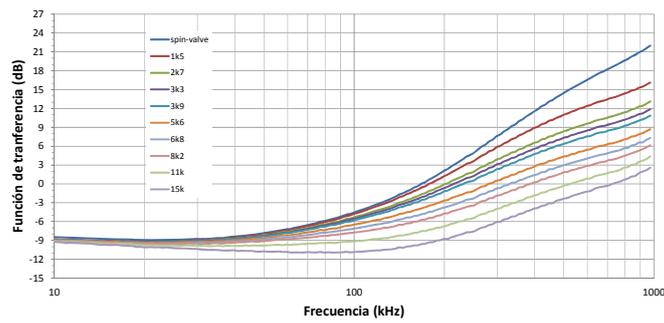


Fig.7-22. Respuesta en frecuencia del sensor de corriente y un filtro diferencial de primer orden pasa baja.

El amplificador de instrumentación empleado fue el modelo AD8555 del fabricante Analog Devices. En la Tab. 7-2 se recoge los valores de ganancia utilizados en el ensayo. El fabricante proporciona dos productos ganancia-ancho de banda correspondiente a la etapa de entrada y salida del amplificador de instrumentación [25]. La primera ganancia se estableció a un valor de 4, mientras que la segunda ganancia se varió conforme los valores mostrados en la Tab.. La respuesta en frecuencia experimental del amplificador de instrumentación se ilustra en la Fig.7-23. Se observan dos zeros, uno correspondiente a la segunda etapa de amplificación que varía en función de la ganancia y otro sobre la frecuencia de 700 kHz correspondiente a la primera etapa de amplificación.

Tab. 7-2. Configuración de las ganancias del amplificador de instrumentación.

A_1	A_2	$A_1 A_2$
4	17,5	70
4	25	100
4	35	140
4	50	200
4	70	280
4	100	400
4	140	560
4	200	800

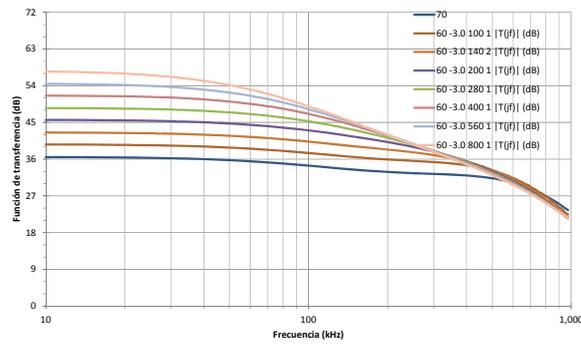


Fig.7-23. Familia experimental de función de transferencia del amplificador de instrumentación AD8555 para ganancias 70, 100, 140, 200, 280, 400, 560 y 800.

Para cada filtro de la primera etapa se tomaron los resultados para las distintas ganancias del amplificador de instrumentación. El mejor resultado de entre todas las combinaciones es la combinación de un filtro con una frecuencia de corte experimental de 240 kHz y una ganancia de valor 400 cuya frecuencia de corte experimental es de 80 kHz. La representación gráfica de la respuesta en frecuencia de la Fig.7-24 muestra cómo efectivamente la respuesta en frecuencia se extiende hasta aproximadamente la frecuencia de 600 kHz donde actúa el tercer cero que introduce la primera etapa del amplificador de instrumentación. En futuros estudios sería recomendable reducir la ganancia de la primera etapa de amplificación para desplazar su frecuencia de corte por encima de 1 MHz.

De los resultados experimentales y las simulaciones se desprende que el ajuste de las frecuencias de corte es flexible dentro de unos márgenes. Existen combinaciones de frecuencias de corte diferentes a la mostrada como conclusión que proporcionan una extensión de la frecuencia de corte. La diferencia entre unas y otras es la suave oscilación que se observa en la respuesta plana de la Fig.7-24. Esta desviación se traduciría en un error en función de la frecuencia.

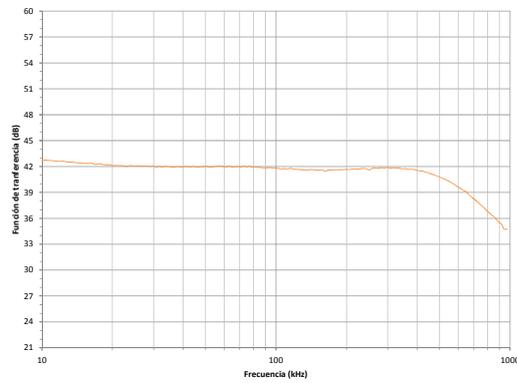


Fig.7-24. Extensión en frecuencia experimental para una corriente de polarización de 2 mA, un filtro y amplificador de instrumentación con una frecuencia de corte igual a 80 kHz y 258 kHz respectivamente.

La respuesta escalón del sensor compensado se puede ver en la Fig.7-25 donde se muestra la medida de la tensión de salida del puente de Wheatstone y el escalón de la corriente de referencia de 2 A. Comparando la señal de salida V_{cc} con la tensión de salida del sensor de corriente no compensada de la Fig.6-34 se observa cómo el sobreimpulso de la señal ha sido atenuado. Este hecho verifica que la extensión en frecuencia también se refleja en el dominio temporal. Analizando la señal correspondiente al sensor de corriente propuesto se obtiene un tiempo de subida de 890 ns. El retraso entre la corriente de referencia y la salida del sensor es de aproximadamente de 300 ns, este es el mismo valor obtenido con el sensor no compensado.

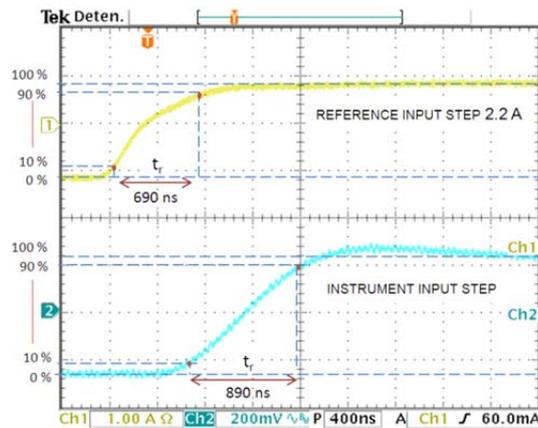


Fig.7-25. Medida de un escalón de corriente con la sonda de referencia y el sensor compensado.

7.3 Resumen

Se han presentado dos propuestas para mejorar el comportamiento del sensor. La primera parte de este capítulo se ha expuesto en profundidad un método original para la compensación de la deriva térmica de la sensibilidad. El método de compensación propuesto es un método hardware basado una fuente de corriente que modula la corriente polarización del puente en función de la temperatura con la finalidad de compensar la pérdida de sensibilidad. Se ha presentado el circuito girador de impedancias alimentado a una corriente de referencia como una fuente de corriente en el rango de mA para la polarización de sensores resistivos. Se ha mostrado el método de diseño de la compensación utilizando el sensor de temperatura basado en Rutenio como elemento modulador. El método propuesto se puede aplicar en general a sensores resistivos configurados en puente de Wheatstone ofreciendo flexibilidad en su diseño. Los resultados experimentales han verificado su correcto funcionamiento y además han demostrado la aplicabilidad del nuevo sensor de temperatura.

En la segunda parte se ha abordado la extensión en frecuencia del ancho de banda del sensor de corriente mediante la utilización de las etapas clásicas de acondicionamiento: filtrado y amplificación. El método propuesto ha sido verificado con los resultados experimentales de la respuesta en frecuencia demostrando la posibilidad de obtener un transductor de corriente con varios centenares de kHz de ancho de banda. Igualmente, los resultados experimentales de la respuesta temporal avalan la mejora introducida, en ella se observa como ya no aparece el sobreimpulso debido a la mayor ganancia de las frecuencias altas que ofrecía el sensor sin compensación en frecuencia.

7.4 Bibliografía

- [1] C. Swartz, C. Derrington, J. Cragg, "Temperature compensation methods for the Motorola X-ducer pressure sensor element", *Freescale, Application Note AN-840*, 1990.
- [2] J. Gakkestad, P. Ohlckers and L. Halbo, "Compensation of sensitivity shift in piezoresistive pressure sensors using linear voltage excitation", *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 49, pp. 11-15, 6, 1995.
- [3] J. Fraden, *Handbook of Modern Sensors*. New York: Springer Verlag, 2010.
- [4] Sensortechmics, "Understanding constant voltage and constant current excitation for pressure sensors", *SSAN-32*, 1991.
- [5] A. J. Lopez-Martin, J. I. Osa, M. Zuza and A. Carlosena, "Analysis of a negative impedance converter as a temperature compensator for bridge sensors", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 52, pp. 1068-1072, 2003.
- [6] U. Dibbern and A. Petersen, "The magnetoresistive sensor: a sensitive device for detecting magnetic-field variations", *Philips Electron. Compon. Appl.*, vol. 5, pp. 148-153, 1983.
- [7] Q. Li and F. Ding, "Novel displacement eddy current sensor with temperature compensation for electrohydraulic valves", *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 122, pp. 83-87, July, 2005.
- [8] S. Okazaki, H. Nakagawa, S. Asakura, H. Shimizu and I. Iwamoto, "A novel method of temperature compensation for a stable combustion-type gas sensor", *Sensors Actuators B: Chem.*, vol. 77, pp. 322-325, June, 2001.
- [9] D. De Bruyker and R. Puers, "Thermostatic control for temperature compensation of a silicon pressure sensor", *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 82, pp. 120-127, May, 2000.
- [10] Q. Wang, J. Ding and W. Wang, "Fabrication and temperature coefficient compensation technology of low cost high temperature pressure sensor", *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 120, pp. 468-473, May, 2005.
- [11] R. P. C. Ferreira, R. C. S. Freire, C. S. Deep, J. S. de Rocha Neto and A. Oliveira, "Hot-wire anemometer with temperature compensation using only one sensor", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 50, pp. 954-958, 2001.
- [12] T. Nam, S. Kim and S. Park, "The temperature compensation of a thermal flow sensor by changing the slope and the ratio of resistances", *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 114, pp. 212-218, September, 2004.
- [13] K. Toda, I. Sanemasa and K. Ishikawa, "Simple temperature compensation of thermal air-flow sensor", *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 57, pp. 197-201, December, 1996.
- [14] E. Paperno and A. Plotkin, "Compensation of Temperature-Drift Errors with No Additional Hardware", *IEEE Instrumentation & Measurement Magazine*, vol. 10, pp. 20-25, 2007.
- [15] A. Antoniou, "Gyrators using operational amplifiers", *Electronics Letters*, vol. 3, pp. 350-352, 1967.
- [16] D. R. Munoz, S. C. Berga and C. R. Escriva, "Current loop generated from a generalized impedance converter: A new sensor signal conditioning circuit", *Review of Scientific Instruments*, vol. 76, pp. 066103-3, 2005.
- [17] D. R. Munoz, J. S. Moreno, C. R. Escriva, S. C. Berga and A. E. N. Anton, "Constant Current Drive for Resistive Sensors Based on Generalized Impedance Converter", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 57, pp. 2290-2296, 2008.
- [18] S. Franco, *Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits*. New York: McGraw-Hill Book, 2002.
- [19] R. Pallás and J. G. Webster, *Analog Signal Processing*. New York: John Wiley & Sons, 1999.
- [20] J. Sanchez-Moreno, D. Ramirez, S. Casans, M. D. Cubells, C. Reig and A. E. Navarro, "Extending magnetoresistive AC transfer characteristics for current measurement", in *Proceedings of the IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, I2MTC '08*, Victoria, Canada, 2008, pp. 305-308.
- [21] J. Sánchez, D. Ramírez, S. Casans, A. E. Navarro and A. Durán, "Mejora del ancho de banda de un sensor de corriente eléctrica magnetorresistivo." in *Proceedings of the 6th Ibero-American Congress on Sensors – IBERSENSOR 2008*, Sao Paulo, Brazil, 2008, pp. 674-677.
- [22] G. Grandi and M. Landini, "A magnetic field transducer based on closed-loop operation of magnetic sensors", in *Proceedings of the 2002 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE '02*, Austin, Texas, 2002, pp. 600-605 vol.2.
- [23] G. Laimer and J. W. Kolar, "Design and experimental analysis of a DC to 1 MHz closed loop magnetoresistive current sensor", in *Twentieth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC '05*. Austin, Texas, 2005, pp. 1288-1292 Vol. 2.
- [24] O. Casas and R. Pallas-Areny, "Basics of analog differential filters", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 45, pp. 275-279, 1996.
- [25] Analog Devices, "AD8555: Digitally Programmable Sensor Signal Zero-Drift Amplifier ", 2009.

8 SENSADO DE CORRIENTE EN CONVERTIDOR DE POTENCIA AC/AC

Una vez diseñado, fabricado y caracterizado el sensor de corriente y el detector de temperatura basado en Rutenio se demuestra la aplicabilidad del sensor de corriente en una aplicación industrial.

A lo largo de la última década han surgido distintos trabajos donde se presentan los sensores GMR como técnica alternativa para medir corriente eléctrica en sistemas de potencia. En [1] se usa un sensor GMR dentro del lazo de realimentación del sistema para monitorizar la corriente en un rectificador trifásico bidireccional. La intensidad de la corriente medida se encuentra por debajo de los 10 A. Otro ejemplo se describe en [2] donde se emplea un sensor GMR en un convertidor buck de baja potencia (12 W nominales). La corriente de carga nominal es igual a 1 A siendo la corriente máxima permitida de 1,5 A. En el trabajo presentado en [3] se emplea un sensor GMR comercial en un convertidor dc/dc de baja potencia. El sensor GMR se localiza sobre una pista de corriente de la placa de circuito impreso donde se implementa un convertidor buck. Se reportan datos experimentales para una potencia de salida de 15 A y 1 V. En el sector de automoción el trabajo realizado en [4] describe el funcionamiento de un sensor GMR para la medida de corriente eléctrica en el sistema de potencia de un vehículo eléctrico. El sistema inversor DC/AC del motor tiene una capacidad de 50 kW de los cuales 20 kW son proporcionados por el sistema de batería y los 30 kW por otro inversor AC/DC conectado a un generador mecánico. El sensor GMR está configurado en puente de Wheatstone con dos elementos activos y dos elementos apantallados magnéticamente. El valor de resistencia de los elementos apantallados se emplea para extraer la temperatura del sensor de corriente y compensar la deriva térmica. Los resultados experimentales se realizaron con una corriente de bus de 10 A.

A continuación se describe los resultados experimentales obtenidos en un sistema de 150 kW donde el sensor de corriente fabricado y caracterizado en esta tesis será aplicado para la monitorización de corriente de hasta 80 A. La aplicación se enmarca en el ámbito de las energías renovables. En redes eléctricas donde la energía eólica tiene un alto índice de impacto en la generación de electricidad (potencia) es inaceptable la desconexión de las unidades de generación cada vez que se detecta un

fallo en la calidad de electricidad entregada a la red. Hasta el año 2000, era una práctica común desconectar el sistema de generación cuando ocurría alguna anomalía. La red eléctrica española se puede considerar un ejemplo donde la energía eólica tiene un importante papel. En el año 2005, el 7,8% de la demanda eléctrica era cubierta por la energía proveniente de parques eólicos. Ante este escenario, si de los 10028 MW de energía generados por molinos de viento se desconectarán aproximadamente 2000 MW debido a una perturbación en la red, se podría generar una desconexión masiva ('black-out') con repercusiones en toda la red de distribución. En este sentido, [5, 6] describen un convertidor 'back-to-back' basado en fuente de tensión atendiendo a la normativa actual referente al comportamiento de los molinos de viento ante perturbaciones en la red. El sistema en cuestión es capaz de generar o absorber energía de la red en función de la demanda en tiempo real.

8.1 El convertidor 'back-to-back' basado en fuente de tensión

En esta aplicación, el convertidor back-to-back actúa como una interfaz bidireccional entre la red de distribución y el molino de viento con capacidad de entregar o demandar energía. La Fig.8-1 muestra el convertidor de tres niveles NPC empleado para probar el sensor de corriente desarrollado en este trabajo de tesis. En el lado izquierdo de la Fig.se localizan los bloques relacionados con la conexión de red, contactor auxiliar y principal, rectificador auxiliar y el filtro LCL, mientras que en el lado derecho de la Fig.se encuentran dos convertidores VSC1 y VSC2 junto con los drivers para los IGBTs. El convertidor VSC1 está conectado a la parte de la red eléctrica, mientras que el convertidor VSC2 se conecta al molino de viento.

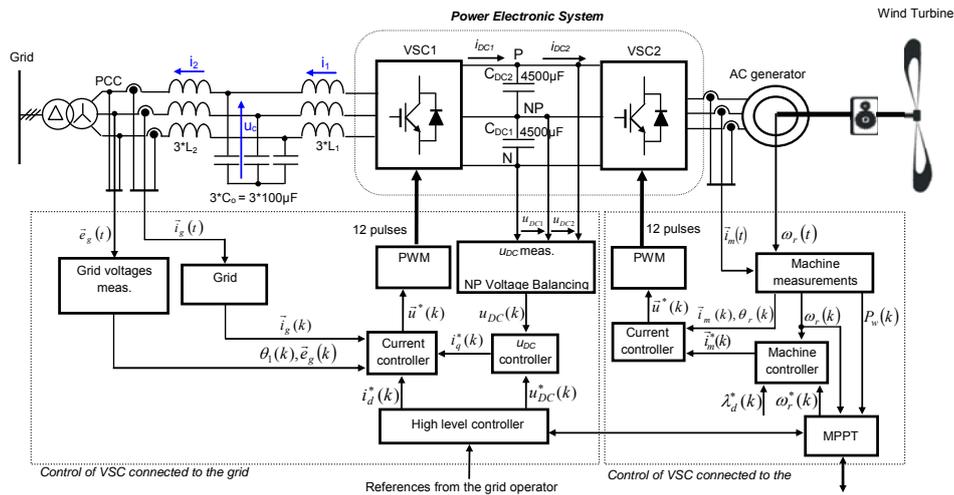


Fig.8-1. Diagrama de bloques del sistema de potencia (etapas de potencia y control).

El algoritmo de control de los convertidores VSC propuesto en [6] utiliza tres conjuntos de sensores y un observador de estado. La Tab. 8-1 contiene un resumen de las señales medidas por el sistema de control. El sistema de control adquiere las tensiones y corrientes de cada una de las fases de la salida del filtro LCL, igualmente se adquieren las tensiones y corrientes de cada una de las fases en el lado la turbina eólica. Por otro lado el sistema monitoriza las tensiones en el bus de continua.

Para la medida de corriente el sistema emplea sensores de efecto Hall, en concreto el modelo AP-B10 de la marca LEM. En esta aplicación se estudiará el comportamiento del sensor de corriente desarrollado en esta Tesis. La peculiaridad de la presente aplicación reside en la intensidad de la corriente a medir que puede llegar hasta el valor de 80 A de intensidad.

Tab. 8-1. Sensores del sistema ‘Condor converter’.

Filtro de red	DC-bus	Conexión VSC2-motor AC
Corrientes del convertidor: i_{1a}, i_{1b} e i_{1c}	Tensión de C_{DC2} : u_{DC2}	Corrientes del motor: i_{ma}, i_{mb} e i_{mc}
Tensiones de los condensadores: u_{Ca}, u_{Cb} y u_{Cc}	Tensión de C_{DC1} : u_{DC1}	
Corrientes de la red eléctrica: i_{2a}, i_{2b} e i_{2c}		
Tensiones de la red eléctrica: e_a, e_b y e_c		

8.2 Metodología

Los ensayos se realizaron en las instalaciones del Departamento de Ingeniería Electrónica de la Universidad de Alcalá. Las pruebas se realizaron en el sistema “CONDOR Converter” diseñado por miembros del grupo de investigación ‘Electronic Engineering Applied to Renewable Energy Systems’. Las especificaciones técnicas del convertidor son:

Potencia nominal: 100 kW.

Tensión nominal: 400 V.

Tensión del DC-bus máxima: ≈ 1200 V.

El sistema “CONDOR Converter” se divide en el sistema de electrónica de potencia y el sistema de electrónica de control. La Fig.8-2 muestra una fotografía del convertidor donde se pueden observar las distintas partes del sistema de potencia. En el lado izquierdo están todos los elementos relacionados con la conexión a red, contactores auxiliares y principal, rectificador auxiliar y el filtro LCL; mientras que en el lado derecho se encuentran los dos convertidores VSC provistos de un mecanismo de ventilación forzada, junto con los ‘drivers’ de los IGBTs. De acuerdo a la Fig.8-1 los sensores de corriente se localizan en la parte inferior del sistema de potencia de la Fig.8-2 donde se encuentra las acometidas de conexión a red y conexión de la turbina del aerogenerador. Los detalles del diseño del sistema de potencia se pueden encontrar en [7].

El sistema de control está basado en DSP (‘digital signal processor’) y una FPGA (‘Field-Programmable Gate Array’) conectados a un computador. El software ejecutado en el computador permite experimentar con el sistema de potencia y control ejecutando diferentes algoritmos de regulación, parámetros de control y tipo de carga. En el trabajo [8] se presenta detalladamente como

se monitoriza las variables de corriente y tensión en las diferentes secciones del sistema de potencia con una frecuencia de muestro de 5 kHz.

El objetivo del presente ensayo es verificar el funcionamiento del sensor de corriente tratado en la presente tesis. Para el banco de pruebas diseñado adquirirá las señales del sensor de corriente magnetorresistivo y una sonda de corriente de referencia. Como referencia de la medida de corriente se empleó la pinza modelo 96001 del fabricante Yokogawa mostrada en la Fig.8-3. Su técnica de medida está basada en el efecto Hall. Permite medir corrientes de hasta 400 A_{rms} intensidad en un rango de frecuencia de 20 Hz a 20 kHz con una exactitud del 5%. La sonda de corriente dispone de una salida de tensión de 10 mV/A.

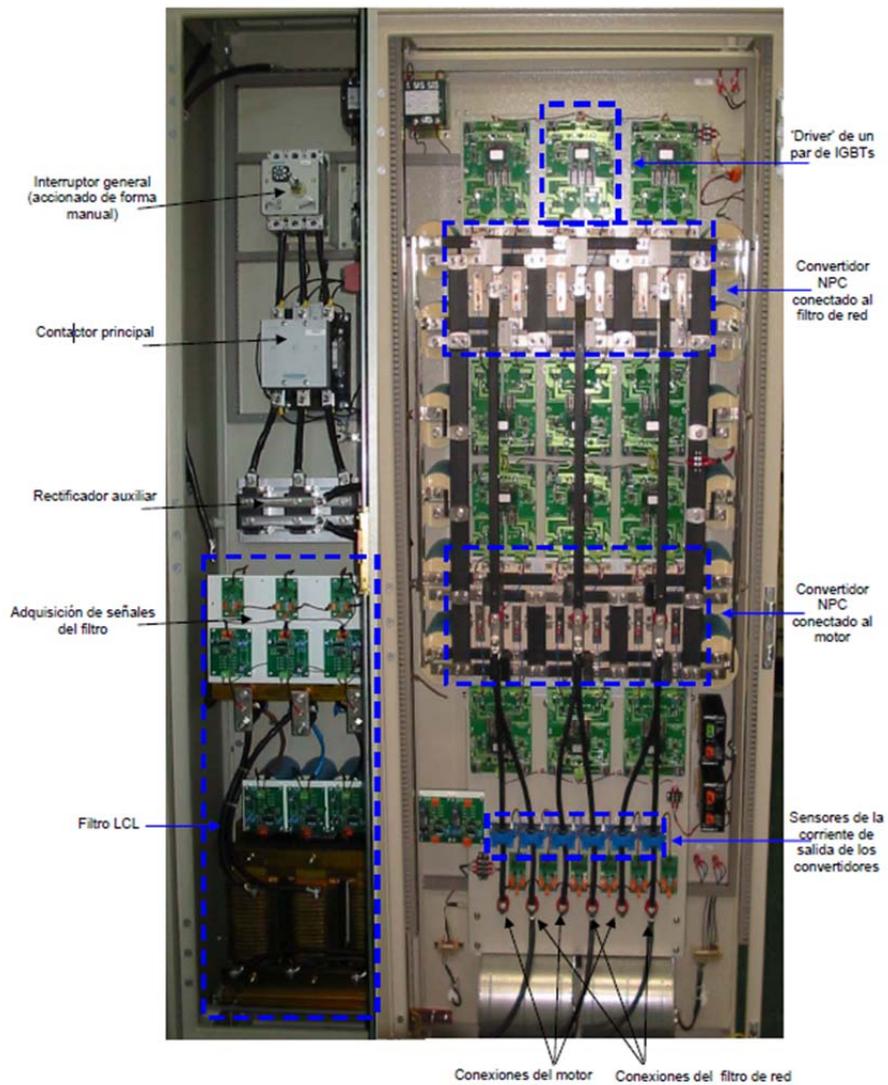


Fig.8-2. Fotografía del sistema de potencia.

Las señales de tensión proporcionadas por la pinza y el sensor de corriente son adquiridas por un osciloscopio modelo DL750 del fabricante Yokogawa. La característica más destacada de este osciloscopio es su capacidad de almacenamiento de datos, dispone de 1 Gb de memoria. Considerando una velocidad de adquisición de 1 Mb/s la ventana de tiempo que se puede grabar es de 10 min.



Fig.8-3. Imagen de la sonda de corriente de referencia modelo 96001 del fabricante Yokogawa.

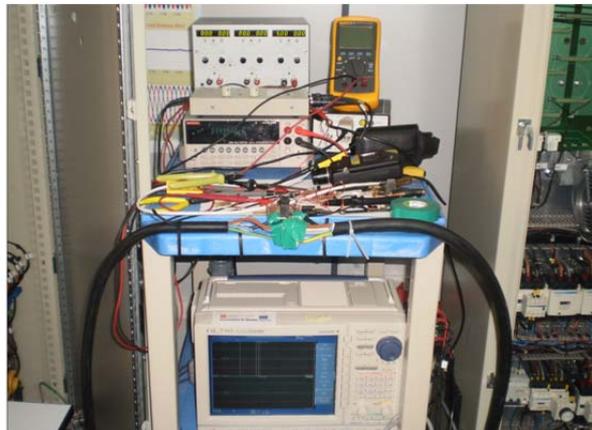


Fig.8-4. Fotografía del banco de prueba en el laboratorio de la Universidad de Alcalá.

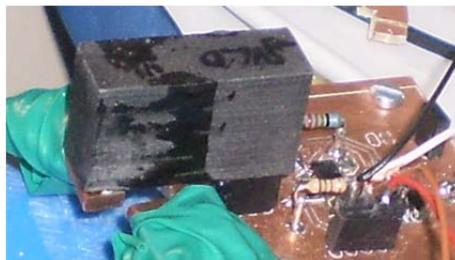


Fig.8-5. Fotografía en detalle del sensor de corriente y su correspondiente fuente de corriente de polarización compensada en temperatura.

El sensor de corriente bajo ensayo fue alimentado a corriente constante mediante la fuente de corriente compensada en temperatura Fig.7-13. Una fotografía del banco de pruebas se muestra en la Fig.8-4, mientras que en la Fig.8-5 se muestra una fotografía del sensor de corriente y su circuito de polarización.

8.3 Resultados experimentales

Con el apoyo del personal del grupo de investigación de la Universidad de Alcalá se realizó un barrido en corriente de valores 10 A, 20 A, 30 A, 40 A, 50 A, 60 A, 70 A y 80 A de pico alcanzando el límite de funcionamiento del sistema de potencia. Los datos experimentales correspondientes a la sonda de referencia y al sensor de corriente para las distintas corrientes de ensayo se pueden ver desde la Fig.8-6 a Fig.8-13. Los datos representados del sensor de corriente fueron previamente procesados para corregir la tensión de offset del sensor. En todas las representaciones se observa un comportamiento paralelo de la corriente medida verificando que el sensor de corriente diseñado sigue las mismas variaciones que la sonda de corriente de referencia.

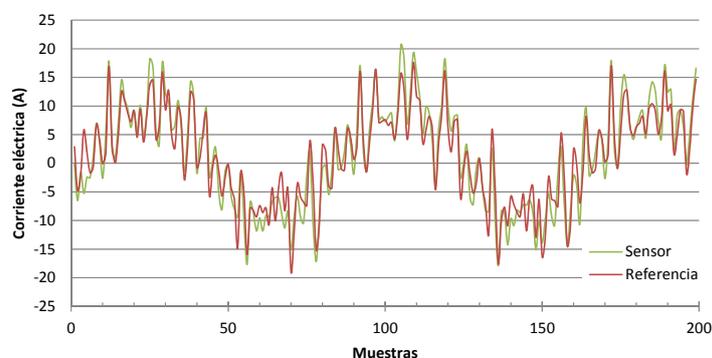


Fig.8-6. Formas de onda de la corriente medida con la sonda de referencia y el sensor de prueba para una consigna de 10 A pico.

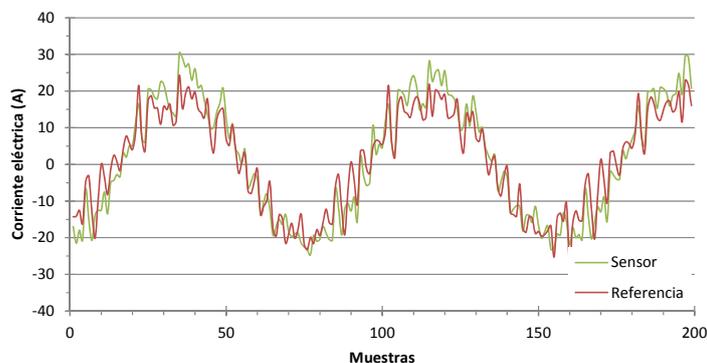


Fig.8-7. Formas de onda de la corriente medida con la sonda de referencia y el sensor de prueba para una consigna de 20 A pico.

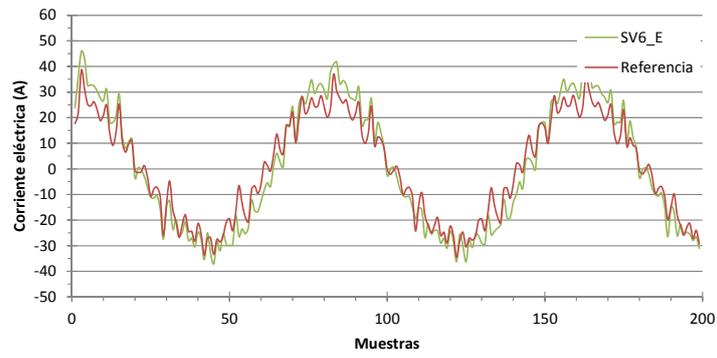


Fig.8-8. Formas de onda de la corriente medida con la sonda de referencia y el sensor de prueba para una consigna de 30 A pico.

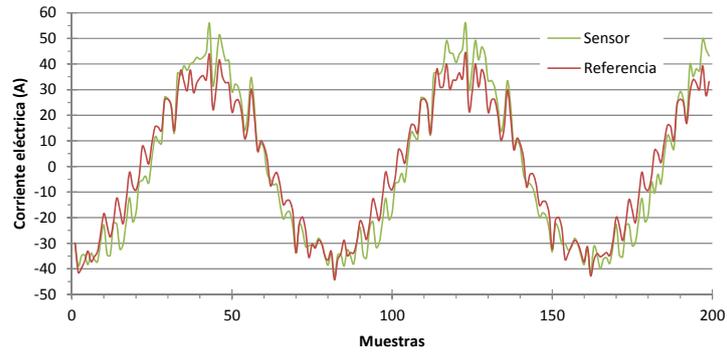


Fig.8-9. Formas de onda de la corriente medida con la sonda de referencia y el sensor de prueba para una consigna de 40 A pico.

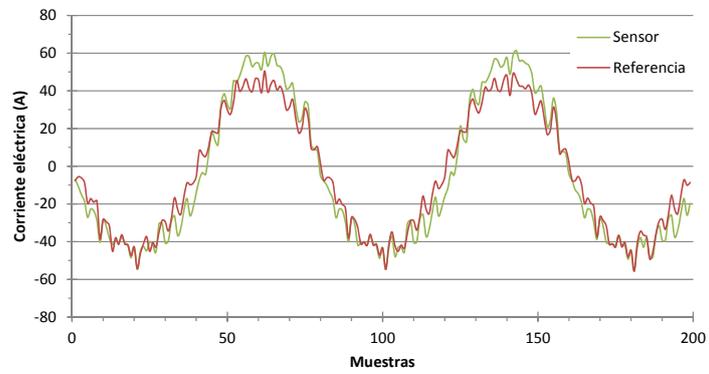


Fig.8-10. Formas de onda de la corriente medida con la sonda de referencia y el sensor de prueba para una consigna de 50 A pico.

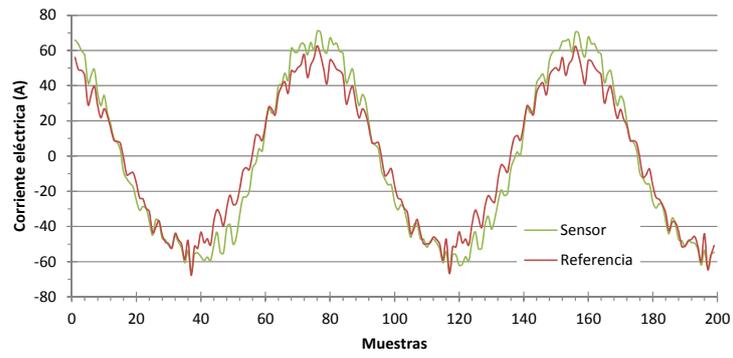


Fig.8-11. Formas de onda de la corriente medida con la sonda de referencia y el sensor de prueba para una consigna de 60 A pico.

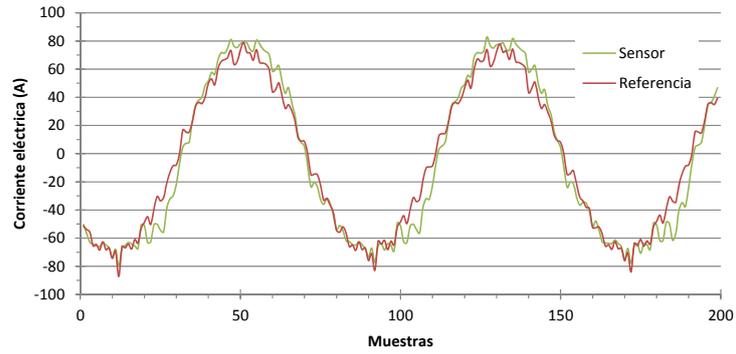


Fig.8-12. Formas de onda de la corriente medida con la sonda de referencia y el sensor de prueba para una consigna de 70 A pico.

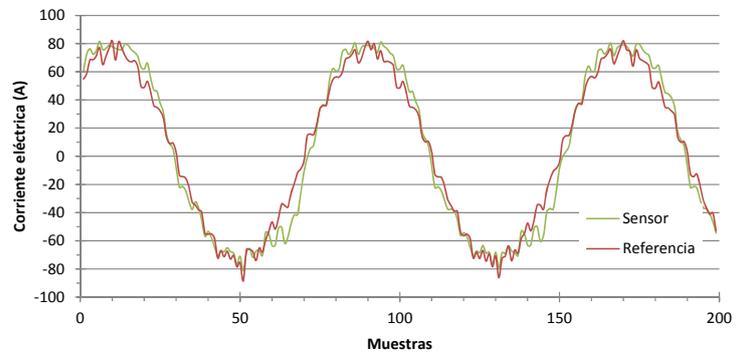


Fig.8-13. Formas de onda de la corriente medida con la sonda de referencia y el sensor de prueba para una consigna de 80 A pico.

La recopilación del valor eficaz de las lecturas obtenidas con la sonda de referencia y el sensor de prueba están representadas en la Fig.8-14 donde se observa un comportamiento lineal en ambos casos. En la corriente de ensayo de 70 A de pico se manifiesta una a desviación abrupta en ambos casos, por ello entendemos que esta anomalía procede del sistema de potencia y no del comportamiento propio del sensor o la sonda de referencia. La desviación tanto de la sonda de referencia como del sensor de corriente respecto de la consigna de corriente de salida del sistema se muestra en la Fig.8-15. Las lecturas de la sonda de referencia presentan un error de ganancia del -10 % que podría corregirse con el correspondiente ajuste de la ganancia en el equipo de medida. En tanto que en las lecturas procedentes del sensor de prueba se detecta una desviación casi constante u offset de corriente en todo el rango de corrientes de ensayo. Esta desviación sistemática se podría corregir introduciendo un ajuste de offset de 2 A rms en las lecturas correspondientes al sensor de prueba.

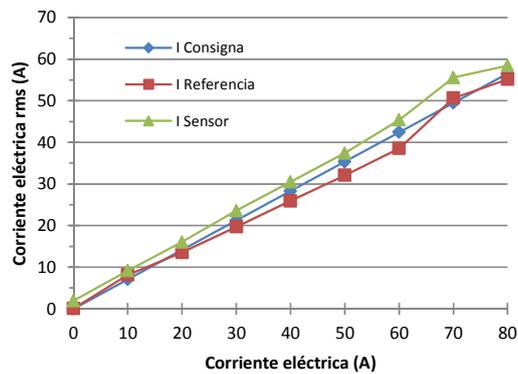


Fig.8-14. Representación de las lecturas en valor eficaz de la sonda de referencia y del sensor de corriente respecto de la consigna en corriente del sistema de potencia.

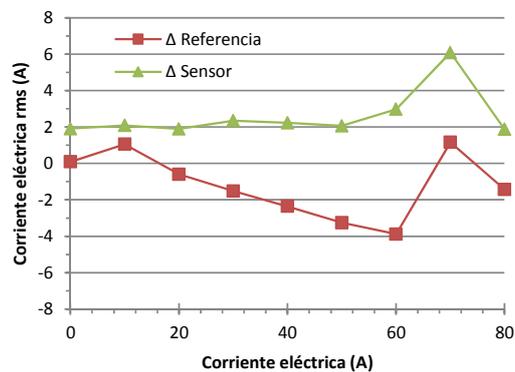


Fig.8-15. Desviaciones de la sonda de referencia y del sensor de corriente respecto de la consigna del sistema de potencia.

La desviación sistemática del sensor de prueba podría deberse al ruido de fondo del entorno de la aplicación. En la Fig.8-16 se representa un histograma para un conjunto de 2000 muestras de la señal de salida del sensor de corriente ante una corriente de ensayo nula. El valor eficaz de la desviación de corriente tiene un valor de 1,98 A_{rms} con un factor de cobertura 2. Este valor es aproximadamente la

desviación sistemática entre el sensor y la consigna de corriente obtenida en la Fig.8-15. El origen de este ruido puede atribuirse al control del sistema ya que tanto la sonda de referencia como el sensor de corriente presentan el mismo ruido.

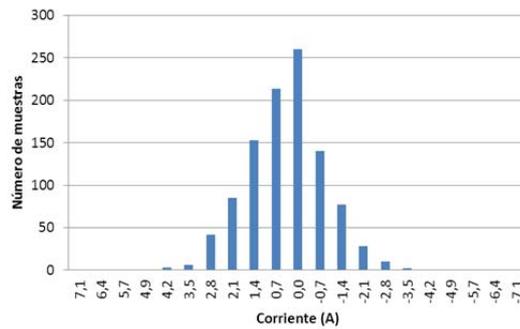


Fig.8-16. Histograma para una población de valores de 2000 muestras.

La corrección del factor de ganancia en las lecturas de la sonda de referencia y la corrección del offset en corriente de las lecturas del sensor de prueba dan como resultado la representación de la Fig.8-17. Se observa cómo ahora ambas tendencias se superponen sobre la consigna de corriente del sistema de potencia. Las desviaciones de las lecturas corregidas de la Fig.8-18 demuestran que ambos métodos de medida son adecuados para la monitorización de corrientes de hasta 80 A de pico con un error promedio menor a 0,4 A rms para intensidades de corriente menores a 60 A de pico en el caso de la media basada en sensor de válvula de espín.

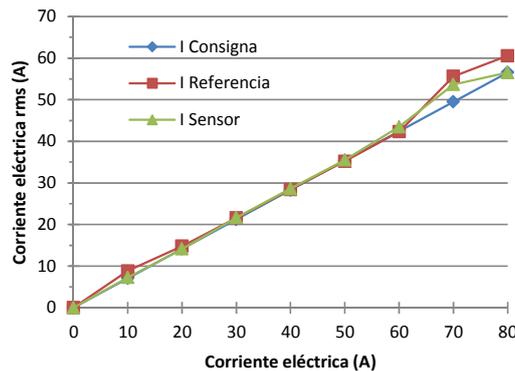


Fig.8-17. Representación de las lecturas corregidas de la sonda de referencia y del sensor de prueba respecto a la consigna de salida del sistema de potencia.

8.4 Resumen

Los resultados experimentales han demostrado la viabilidad de aplicar el sensor de corriente en una aplicación de alta potencia. El nuevo sensor de corriente ha sido comparado con una sonda comercial en un convertidor de potencia de 100 kW. Se ha podido investigar el comportamiento del sensor para corrientes superiores a 10 A verificando su correcto funcionamiento hasta intensidades de 80 A pico.

El método y el circuito de compensación de la deriva térmica de la sensibilidad del sensor de corriente han evitado tener que analizar el efecto de la temperatura sobre las medidas, la ausencia de deriva térmica igualmente confirma la aplicabilidad del circuito de compensación en un entorno de alta potencia.

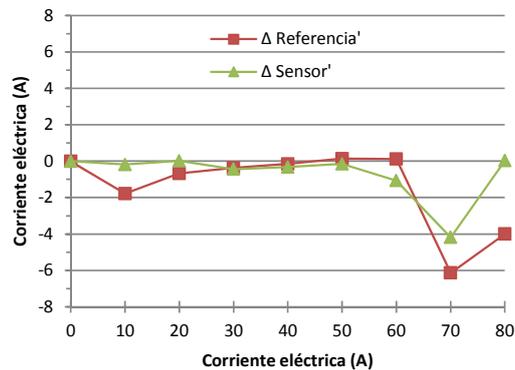


Fig.8-18. Desviaciones de las lecturas corregidas.

8.5 Bibliografía

- [1] J. Pelegrí, J. B. Ejea, D. Ramírez and P. P. Freitas, "Spin-valve current sensor for industrial applications", *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 105, pp. 132-136, July, 2003.
- [2] J. P. Sebastia, D. R. Munoz, P. P. Freitas and W. Ku, "A novel spin-valve bridge sensor for current sensing", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 53, pp. 877-880, 2004.
- [3] R. P. Singh and A. M. Khambadkone, "Current sharing and sensing in-paralleled converters using single current sensor", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 46, pp. 1212-1219, 2010.
- [4] T. P. Bohn, R. D. Lorenz and E. R. Olson, "Measurement of in-situ currents in a hybrid electric vehicle integrated power module using giant magnetoresistive sensors", in *Power Electronics in Transportation*, 2004, pp. 55-59.
- [5] E. J. Bueno, A. Hernandez, F. J. Rodriguez, C. Giron, R. Mateos and S. Cobreces, "A DSP- and FPGA-based industrial control with high-speed communication interfaces for grid converters applied to distributed power generation systems", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, pp. 654-669, 2009.
- [6] E. J. Bueno, "Optimización del comportamiento de un convertidor de tres niveles NPC conectado a la red eléctrica." *Universidad Alcalá*, 2005.
- [7] E. J. Bueno, S. Cobreces, F. J. Rodriguez, A. Hernandez and F. Espinosa, "Design of a back-to-back NPC converter interface for wind turbines with squirrel-cage induction generator", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 23, pp. 932-945, 2008.
- [8] F. J. Rodriguez, C. Giron, E. J. Bueno, A. Hernandez, S. Cobreces and P. Martin, "Remote laboratory for experimentation with multilevel power converters", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, pp. 2450-2463, 2009.

9 SONDA DE CORRIENTE BASADA EN LA TECNOLOGÍA VÁLVULA DE ESPÍN

En el mercado existe una escasa oferta de sensores de corriente eléctrica basados en el efecto magnetorresistivo siendo contados los fabricantes que comercializan sensores magnetorresistivos específicos para la medida de corriente eléctrica. No obstante, la progresiva consolidación de los sensores MR como alternativa a los sensores clásicos para la medida de campo magnético deriva en la aparición de nuevos instrumentos de medida como la sonda de corriente eléctrica de sobremesa basada en el sensor de corriente diseñado, fabricado y caracterizado en la presente tesis. En resumen el amperímetro presentado es la aplicación de las conclusiones parciales de las etapas anteriores de la presente investigación.

Los amperímetros de mano generalmente se basan en Ley de Ohm y ofrecen un ancho de banda típico de 10 kHz para un rango de intensidades de corriente de ± 10 A. Mientras que los amperímetros de sobremesa ofrecen mayor resolución y menor ancho de banda (< 5 kHz). Los amperímetros mencionadas tiene su rango de medida y ancho de banda limitado como consecuencia de fundamentarse en la técnica de medida de resistencia ‘shunt’: la disipación de potencia y el cambio de resistencia debida al efecto piel [1, 2]. Sin embargo, en la literatura se pueden encontrar trabajos [3] donde empleando un resistencia ‘shunt’ coaxial se mejora las prestaciones pudiendo llegar a medir en el rango de kA con tiempo de subida de varias decenas de ns. El amperímetro propuesto mide hasta 10 A máximo con un ancho de banda máximo entre 150 kHz y 800 kHz. Esta característica es el resultado de incluir en el circuito de acondicionamiento del método para extender el ancho de banda del sensor de corriente descrito en el capítulo 7. El rango de la corriente que puede medir el instrumento se limitó a 10 A debido a las limitaciones de los bancos de prueba disponibles en el laboratorio, no obstante, el instrumento propuesto puede potencialmente medir intensidades de corriente de hasta ± 50 A tal y como se demostró en el capítulo 8. Esta prestación es el resultado de introducir en el circuito de acondicionamiento del método de compensación en temperatura de la salida del sensor corriente presentado en el capítulo 7.

A continuación se expone funcionalmente el instrumento describiendo los diferentes subcircuitos electrónicos que lo componen.

9.1 Descripción funcional

La información de la corriente medida la proporciona la tensión de salida del sensor de corriente. Por ello, esta señal debe ser procesada analógicamente y digitalmente hasta mostrar los parámetros de la corriente medida en la interfaz de usuario del instrumento. Alrededor del sensor de corriente se han añadido una serie de procesadores analógicos de señal junto a un microprocesador con el fin de conseguir un sistema de instrumentación multifuncional para medida de corriente. El instrumento diseñado es capaz de medir diferentes variables de una señal de corriente (valor RMS, valor de pico, frecuencia, periodo, ciclo de trabajo), posee cancelación de offset, autorrango y opción de acoplamiento DC, AC o DC+AC en un ancho de banda de hasta los 800 kHz. En las siguientes líneas se presentarán los diferentes subsistemas que constituyen la sonda de corriente MR propuesta y mostrados en el diagrama de bloques de la Fig.10-1.

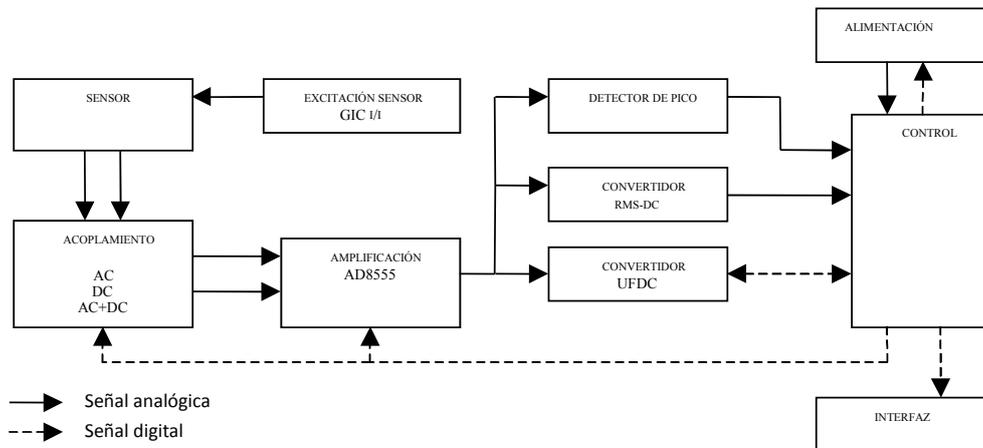


Fig.9-1. Esquema general de los subsistemas del instrumento multifuncional de medida de corriente.

a) Polarización y compensación en temperatura del sensor de corriente

Según las conclusiones de obtenidas en capítulo 6, correspondiente a la caracterización de los sensores, es recomendable que el circuito de polarización de corriente e del puente de Wheatstone proporcione una intensidad de corriente entre 4 y 6 mA para conseguir una adecuada respuesta en frecuencia. La fuente de corriente se implementa mediante el circuito convertidor generalizado de impedancias (GIC) amplificador corriente/corriente e incluye en su diseño el método de compensación de la deriva térmica de la sensibilidad. Con esta topología se consigue una fuente de corriente estable y precisa circulando a través del puente de Wheatstone partiendo de una corriente de referencia de bajo valor.

El circuito utilizado para la polarización del sensor de corriente es el representado en la Fig.9-2. Esquema eléctrico de la fuente de corriente de polarización del sensor de corriente. Para minimizar el

área del circuito impreso, se emplea el amplificador operacional dual TLC272 y la referencia de corriente REF200 en formato SMD que junto a cuatro resistencias complementan las necesidades del circuito. La corriente de referencia proporcionada por el circuito REF200 es de $100 \mu\text{A}$ y la ganancia en corriente del circuito es de 45 por lo que se obtiene una corriente de polarización de $4,5 \text{ mA}$. La señal de salida de este subsistema es la tensión diferencial de la salida del puente de Wheatstone v_{od} estabilizada en temperatura. El uso del método de compensación en temperatura el coeficiente de temperatura de la sensibilidad TCS se reduce de $-0,152 \text{ } \%/^{\circ}\text{C}$ a $0,003 \text{ } \%/^{\circ}\text{C}$.

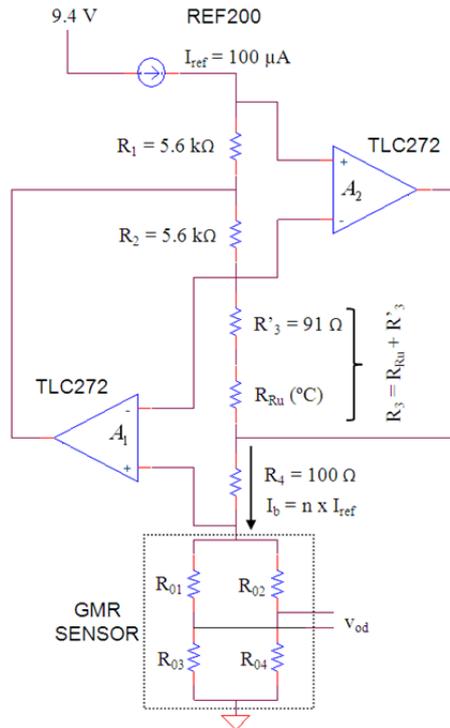


Fig.9-2. Esquema eléctrico de la fuente de corriente de polarización del sensor de corriente.

b) Acoplamiento de la señal

El acoplamiento de la tensión de salida diferencial del sensor V_{od} se realiza mediante un subsistema de multiplexado de varios filtros diferenciales diseñado para proporcionar un acoplamiento en AC o DC. Los filtros utilizados en el circuito de la Fig.9-3 son pasivos y de primer orden, tienen entrada diferencial y salida diferencial. Debido a su elevado CMRR es posible colocar estos filtros en la etapa previa de amplificación mejorando el rechazo a interferencias aumentando la relación señal-ruido preservando, al mismo tiempo, el CMRR [4]. En el modo de acoplamiento AC la tensión de salida del sensor V_{od} es filtrada mediante un filtro diferencial pasa alta. Mientras que en los modos de acoplamiento DC o AC+DC la señal del sensor V_{od} es filtrada mediante un filtro pasa baja, en el modo de acoplamiento AC+DC el filtro diferencial está diseñado de acuerdo con el método de extensión del ancho de banda propuesto en la presente tesis. Las frecuencias de corte de los filtros de acoplamiento DC, AC y DC+AC son de $0,5 \text{ Hz}$, $0,5 \text{ Hz}$ y 120 kHz respectivamente. La selección de un modo de acoplamiento u otro la realiza el usuario a través de la interfaz de usuario controlada por

el microcontrolador que mediante dos señales digitales gestiona el circuito integrado MAX4639 reconduciendo la señal V_{od} a través del filtro adecuado. Este subsistema proporciona una tensión diferencial acoplada V_{of} .

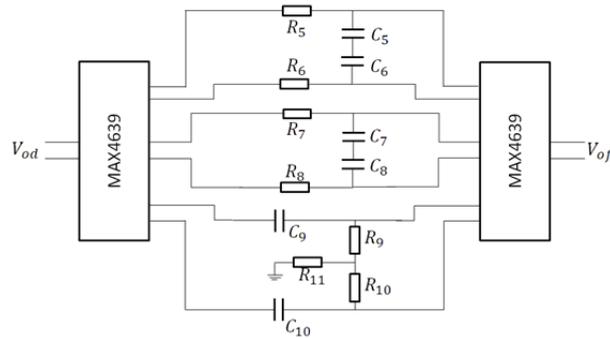


Fig.9-3. Circuito de acoplamiento de la tensión de salida del sensor de corriente.

c) Amplificación de señal

Una vez acoplada la salida del sensor y antes de realizar el procesamiento analógico, la tensión diferencial de salida del filtro V_{of} debe ser amplificada y convertida a una tensión unipolar. Además para adaptar los niveles de señal alterna de V_{of} se utiliza el amplificador de instrumentación AD8555 [5] que además de poseer tensiones de offset de entrada muy bajas y un alto rechazo en modo común tanto en AC como DC, presenta un producto ganancia ancho de banda elevado. Se trata de un amplificador de ganancia y offset de salida programable digitalmente mediante la unidad de control. La arquitectura interna del dispositivo de la Fig.9-4 posee dos etapas de amplificación, un convertidor D/A programable de 8 bits.

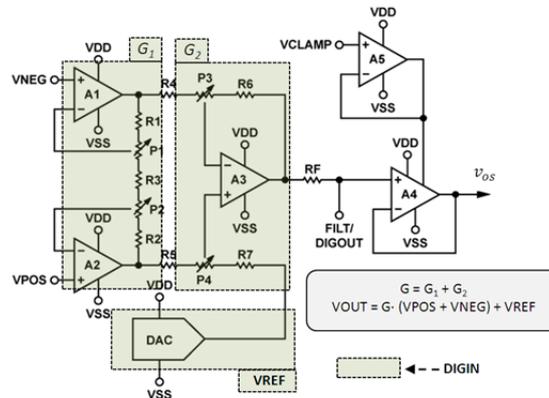


Fig.9-4. Esquema descriptivo de la arquitectura interna del amplificador de instrumentación AD8555.

El convertidor D/A se usa para compensar el error de offset del sensor y fijar la tensión de referencia V_{REF} a la salida del amplificador ya que el sistema es unipolar. El offset de salida puede ser ajustado con una resolución mejor al 4% de la diferencia entre V_{DD} y V_{SS} . En cuanto a la ganancia del

amplificador de instrumentación G, ésta se programa mediante los registros G_1 y G_2 correspondiente a la ganancia de la etapa de entrada y salida respectivamente. El valor de G entendida como el producto G_1 y G_2 comprende un intervalo de 70 a 1280. En la unidad de control se diseñó una rutina de software para ajustar automáticamente la ganancia y la tensión de referencia del integrado AD8555. La tensión de salida unipolar V_{os} de este subsistema viene dada por la expresión (9-1) donde S es la sensibilidad del sensor (V/A) e I_{test} la corriente a medir (A), en esta expresión se ha introducido una tensión de referencia de 2,5 V para adaptar las señales alternas a las siguientes etapas unipolares del equipo.

$$V_{os} = S \cdot I_{test} \cdot G + 2,5 \text{ (V)} \quad (9-1)$$

d) Convertidor de valor eficaz a DC

La lectura del valor eficaz de la corriente medida por el sensor se obtiene procesando la señal V_{os} mediante el procesador analógico LTC1968 del fabricante Linear Technology. Este dispositivo es un convertidor de valor eficaz a DC ('true rms-to-DC') que emplea una técnica de computación mixta basada en un convertidor sigma delta. Las principales ventajas de esta arquitectura en comparación con los convertidores convencionales log-antilog son: alta linealidad y precisión, ancho de banda independiente de la amplitud de la señal de entrada, y una mejora de la deriva térmica [6].

La configuración básica del circuito convertidor de la Fig.9-5 únicamente requiere el circuito integrado LT1968 y un condensador externo C_{ave} . Su función de transferencia es de 1 voltio DC a la salida por cada voltio de valor eficaz a la entrada. La exactitud del circuito está fuertemente influenciada por el valor del condensador C_{ave} , siendo su valor del 1% para un ancho de banda de 500 kHz. El terminal de salida (OUTPUT) es 'rail-to-rail' y la tensión de interés se toma respecto un terminal de referencia (OUT RTN) que permite ajustar la tensión V_{rms} al rango dinámico del convertidor A/D de la unidad de control.

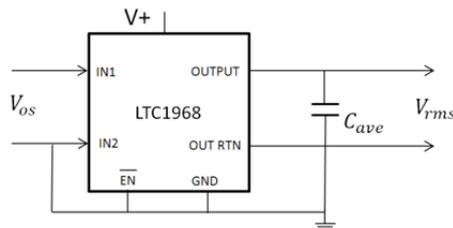


Fig.9-5. Circuito convertidor de valor eficaz a DC.

e) Convertidor de frecuencia a formato digital

En ocasiones el parámetro de la señal de corriente a medir no es solo su intensidad. El instrumento propuesto es capaz de procesar y mostrar parámetros temporales de la señal de corriente medida. La finalidad de este subsistema es proporcionar la medida de la frecuencia, el periodo, el ciclo de trabajo y la anchura de pulso de la corriente. Estas medidas temporales las proporciona el circuito integrado UFDC-1, se trata de un digitalizador de señales de tiempo o frecuencia de dos canales de entrada con capacidad de medir hasta 14 parámetros diferentes y transmitirlos mediante diferentes protocolos de comunicación serie [7]. La exactitud de la medida puede ser seleccionada con valores que van desde 1 hasta 0,001%. Los datos pueden ser transferidos mediante los estándares de comunicación serie RS-

232, SPI o I2C a un ordenador o microcontrolador. Este circuito integrado solo necesita un cristal de cuarzo, dos condensadores y una tensión de alimentación entre 4,5 V y 5,5 V.

En esta aplicación, se usa una de las entradas a la que se conecta la tensión V_{os} mientras que como salida se usa el puerto de comunicaciones RS-232 para comunicarse con la unidad de control. En esta ocasión, los parámetros digitalizados son:

- Frecuencia: desde 0,05 hasta 7,5 MHz (120 MHz con preescalado),
- Periodo: desde 150 ns hasta 20 s.
- Ciclo de trabajo: para señales con una frecuencia máxima de 500 kHz.
- Anchura de pulso, t_p 2 μ s-250 s.

f) Unidad de control e interfaz de usuario

La integración de todos los subsistemas descritos anteriormente se realiza con un microcontrolador. En el instrumento propuesto está implementado con el microcontrolador 18F452 del fabricante Microchip y las diferentes rutinas de software están desarrolladas bajo el entorno de programación PIC-C de CCS. El algoritmo programado en el microcontrolador realiza las siguientes funciones:

- Selección del modo de acoplamiento: Mediante el subsistema de acoplamiento y usando dos señales digitales el microcontrolador selecciona el filtro adecuado para acoplar la tensión V_{od} proporcionada por la salida del sensor de corriente.

- Selección de la ganancia y ajuste de offset: Dependiendo de la amplitud de la corriente una rutina de control selecciona la ganancia G apropiada y la tensión de offset V_{ref} del amplificador de instrumentación para aprovechar el rango dinámico de entrada del convertidor A/D del microcontrolador.

- Conversión A/D de las señales de interés: El microcontrolador utiliza su convertidor A/D integrado de 10 bits de 10 canales para digitalizar tres señales analógicas de baja frecuencia: V_{of} , V_{rms} y la tensión de la pila de alimentación. El algoritmo de adquisición del microcontrolador permite usar un filtro 'moving-average' de las señales adquiridas. La resolución en corriente de la lectura viene dada por la relación:

$$I_{LSB} = \frac{1 \text{ LSB}}{S \cdot G} \quad (9-2)$$

donde 1 LSB es la resolución del convertidor A/D (4,89 mV para 10 bit y un rango dinámico de entrada igual a 5 V). Considerando una $S = 1,28 \text{ mV/A}$ y una ganancia mínima $G = 70$, el límite de la resolución en corriente es de 54 μ A.

- Interfaz de usuario gráfico: Además de las funciones señaladas en los apartados anteriores el microcontrolador es el responsable de gestionar una interfaz de usuario consistente en una pantalla LCD y tres botones para permitir navegar por un conjunto de menús. Como ejemplo, el menú de configuración permite ajustar el modo fijo o automático de la ganancia, el modo fijo o automático de la compensación de offset y el modo de acoplamiento (AC, DC o AC+DC). Desde el menú de medida se puede seleccionar el parámetro a medir: valor eficaz, valor de pico, frecuencia, periodo, ciclo de trabajo y duración de pulso.

- Comunicación serie: Una rutina de software programada en el microcontrolador permite la transmisión de las medidas a un computador personal.

9.2 Prototipo del amperímetro propuesto

El aspecto del prototipo del instrumento diseñado se puede ver en la Fig.9-6. El interfaz de usuario consta de tres pulsadores localizados en la parte derecha del panel y pantalla LCD para navegar y mostrar las medidas instantáneas. La Fig.9-7 muestra el interior del prototipo donde se observan placas de circuito impreso, una donde está ubicado el sensor magnetorresistivo y otra para el resto de subsistemas descritos en su margen derecho. Está arquitectura facilitará en el futuro trabajar con otros sensores de corriente o realizar modificaciones en la topología actual permitiendo así su comparación en un mismo escenario. La comunicación entre las dos placas de circuito impreso se realiza a través de un puerto de 10 pines que contienen las conexiones del puente de Wheatstone y el detector de temperatura, además se han habilitado unas líneas de expansión para la unidad de control. Los terminales de entrada y salida de la corriente a medir se encuentran en la parte trasera del instrumento. Si la corriente a medir es de alta frecuencia se debe prestar especial atención a los problemas de EMI que puedan aparecer en cada configuración experimental, con el fin de reducir la susceptibilidad de la medida es recomendable trenzar los cables para evitar la aparición de inductancias parásitas y el acoplamiento de campos magnéticos externos.



Fig.9-6.- Fotografía del prototipo del instrumento diseñado.

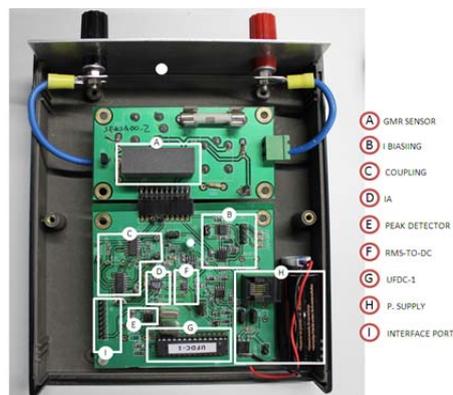


Fig.9-7.- Fotografía del interior del prototipo e identificación de los subsistemas que componen el instrumento.

9.3 Caracterización del instrumento

El prototipo del instrumento propuesto se sometió a varios ensayos experimentales para conocer sus características eléctricas. Los bancos de pruebas y los procedimientos experimentales fueron los descritos en el capítulo 6, por ello en cada caracterización se remitirá su correspondiente descripción.

a) Caracterización eléctrica de

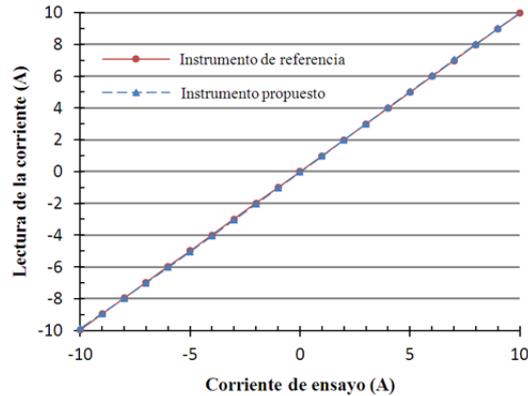


Fig.9-8. Comparación de la caracterización DC entre la sonda de referencia y el amperímetro propuesto.

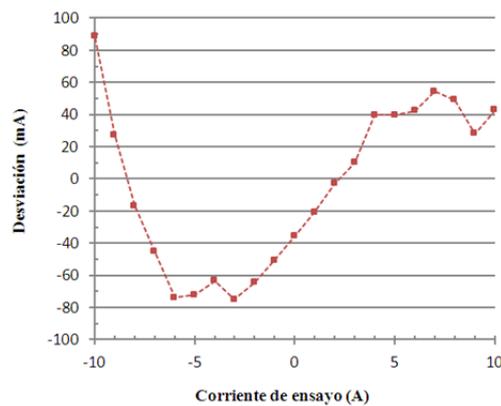


Fig.9-9. Discrepancias de la caracterización DC entre la sonda de referencia y el amperímetro propuesto.

La caracterización DC del instrumento se realizó utilizando el banco de pruebas de la Fig.6-29. La Fig.9-8 recopila las lecturas obtenidas con la sonda de corriente propuesta y el amperímetro de referencia modelo F183 del fabricante Fluke al realizar un barrido de ensayo para un rango de -10 A a +10 A con incrementos de 1 A. En la característica DC del instrumento está en concordancia con el instrumento de referencia. No obstante las discrepancias entre ambos se muestran en la Fig.9-9. Estos resultados demuestran que la desviación del instrumento de medida se encuentra por debajo de los 90 mA en el peor de los casos. Esta desviación máxima supone un 0,9 % para un rango de corriente 10

A. Principalmente, son tres los factores que afectan a la desviación del instrumento: la tensión de offset de la salida del sensor, la histéresis del sensor y la resolución de convertidor analógico-digital del microcontrolador. Los dos primeros factores no se encuentran presentes en el instrumento de referencia al estar basada su técnica de medida en el método de resistencia serie. La tensión de offset se minimiza en el instrumento mediante la rutina de compensación manual o automática implementada en el microcontrolador, por lo tanto el efecto de la tensión de offset tendrá un reducido impacto sobre la medida. Mientras que la desviación del 0,3 % de la histéresis en combinación con la desviación del 0,54 % introducida por el convertidor analógico-digital serán la principal causa de la desviación del instrumento.

b) Caracterización eléctrica ac

La caracterización AC se realizó utilizando el banco de pruebas de la Fig.6-31. El barrido de ensayo se realizó para una señal de corriente alterna de 1 kHz para amplitudes desde 0,707 mA_{rms} hasta 7,07 A_{rms}. La Fig.9-10 recopila las lecturas del instrumento propuesto y de referencia donde se observa nuevamente la correlación entre ambos equipos. Las desviaciones entre instrumentos se ilustran en la Fig.9-11 obteniéndose una desviación máxima de ±23 mA en el peor de los casos. Las discrepancias en ac son debidas a los mismos factores que en la caracterización dc. Sin embargo, en acoplamiento AC, la tensión de offset del sensor es bloqueado por el filtro diferencial pasa alta de la etapa de acoplamiento, dejando como principales factores causantes de la desviación a la histéresis y la resolución del convertidor analógico-digital.

Los principales factores que afectan a la desviación son la tensión de offset del puente de Wheatstone y el diseño del condensador C_{ave} del convertidor de valor eficaz a dc y la resolución del convertidor A/D. En este último caso aumentando el número de bits del mismo mejoraría la resolución en corriente del instrumento.

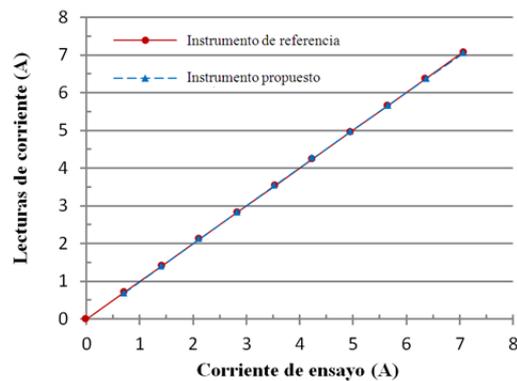


Fig.9-10. Comparación de la caracterización AC para el instrumento propuesto y el instrumento de referencia.

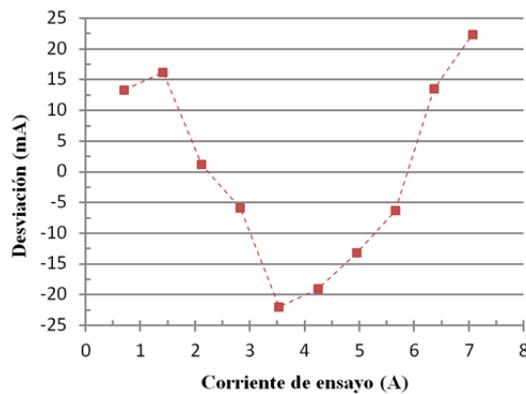


Fig.9-11. Discrepancias entre las lecturas del instrumento propuesto y el instrumento de referencia para una corriente alterna de frecuencia 1 kHz.

c) Caracterización de la respuesta en frecuencia

La función de transferencia del instrumento se caracterizó utilizando el banco de pruebas descrito en el apartado 6.4b). En esta ocasión, la tensión de salida del amplificador de instrumento V_{os} se usó como la señal de ensayo de analizador ganancia y fase HP4194A. En la Fig.9-12 se muestra la familia de funciones de transferencia obtenidas como la relación entre V_{os} y la corriente de ensayo I para ganancias del amplificador de instrumentación igual a 70, 140, 200, 280 y 400. Se puede observar que las frecuencias de corte de -3 dB va desde 150 kHz hasta 800 kHz correspondientes a una ganancia $G = 70$ y $G = 400$ respectivamente. Las frecuencias de corte obtenidas son debidas a la combinación de las funciones de transferencia del sensor, filtro de acoplamiento y amplificador de instrumentación. El mayor ancho de banda se consigue para $G = 70$, éste se debe a la compensación en frecuencia del sensor producida por el filtro de acoplamiento, tal y como se presentó en el capítulo 7. Por ello, la respuesta plana presenta una suave desviación por debajo de 0.8 dB para frecuencias superiores a 10 kHz. Adicionalmente se observa como las frecuencias de corte siguen la limitación inherente del producto ganancia-ancho de banda propio del amplificador de instrumentación, siendo el peor caso igual a 150 kHz.

d) Caracterización de medias en el tiempo

El estudio experimental de la caracterización de las medidas en el dominio del tiempo se realizó usando el mismo banco de pruebas que en el apartado anterior. A continuación se presentan los resultados experimentales de la medida de la frecuencia y la relación de ciclo expuestos en la Tab. 9-1. La caracterización de la medida de la frecuencia se obtuvo sometiendo al instrumento a una corriente sinusoidal de amplitud 1 A y frecuencia de 1 kHz a 1000 kHz. Las desviaciones de las lecturas obtenidas se mantienen en todos los casos por debajo del 0,01% de la lectura. Igualmente, se experimentó con distintas formas de onda (triangular, cuadrada y rampa) obteniendo resultados similares.

La caracterización de la medida del tiempo de ciclo se obtuvo sometiendo al instrumento a una corriente de onda cuadrada de 1 A de amplitud y variando la relación de ciclo en el rango dinámico de 20% al 80%. En este caso, el procesamiento de las lecturas obtenidas proporcionó una desviación del 0,1 % de la lectura en el peor de los casos.

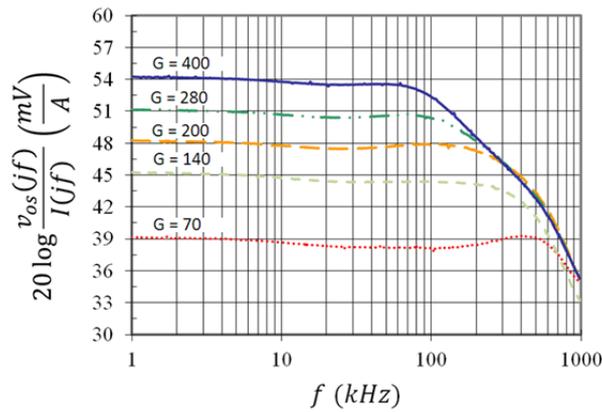


Fig.9-12. Familia de curvas para la respuesta en frecuencia de la tensión de salida del amplificador de instrumentación en función de su ganancia.

Tab. 9-1. Comparativa de las lecturas del instrumento propuesto y las consigna del banco de pruebas.

Referencia (kHz)	Instrumento (Hz)	Referencia (%)	Instrumento (%)
0,001	1,0002	20,00	20,09
0,010	9,999	30,00	30,11
0,100	99,999	40,00	40,06
1,000	1000,0	50,00	50,03
10,000	10000,0	60,00	60,02
100,000	100000,0	70,00	69,96
1.000.000	1000009,0	80,00	79,93

9.4 Resumen

El presente desarrollo muestra como los sensores de válvula de espín son una alternativa para el diseño de instrumentos de medida. El amperímetro presentado incorpora las mejoras en cuanto a compensación térmica de la sensibilidad y extensión en frecuencia del sensor. Este último caso se garantiza un ancho de banda de 150 kHz que puede llegar hasta los 800 kHz dependiendo de la resolución seleccionada en el amperímetro. Además de las medidas eléctricas, el equipo tiene la capacidad de realizar medidas de parámetros temporales de la corriente como frecuencia o tiempo de ciclo.

Las principales características del instrumento propuesto se resumen en la Tab. 9-2. Estas especificaciones avalan el uso de los sensores magnetorresistivos como alternativa para la medida de corriente en aplicaciones altas intensidades y amplio ancho de banda. La Fig.9-13 intenta ilustrar el rango de aplicabilidad del instrumento propuesto comparado con una serie de instrumentos comerciales de uso habitual en el laboratorio.

Tab. 9-2. Principales características del amperímetro.

Measurement	Range	Deviation	Units
DC intensity	-10,00 .. +10,00	0,030	A
AC _{rms} intensity @ 50Hz	0 .. 15	0,015	A
AC intensity bandwidth	0 .. 400	-	kHz
Frequency	0,001 .. 1000	0,1	kHz
Duty cycle	20 .. 80	0,1	%

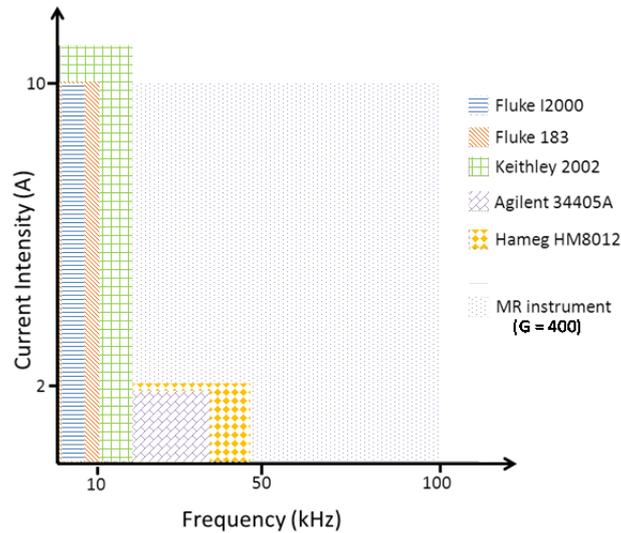


Fig.9-13.-Rango de aplicabilidad del amperímetro propuesto comparados con una serie de ejemplos de amperímetros comerciales.

En trabajos futuros sería recomendable comenzar a investigar el comportamiento de sensores de tecnología TMR por ofrecer mayor sensibilidad. Su principal limitación en aplicaciones lineales es su fuerte histéresis, aunque ésta puede ser reducida introduciendo imanes fijos en la arquitectura del sensor [8].

9.5 Bibliografía

- [1] S. Ziegler, R. C. Woodward, H. H. - Iu and L. J. Borle, "Current sensing techniques: A review", *IEEE Sensors Journal*, vol. 9, pp. 354-376, 2009.
- [2] P. Ripka, "Electric current sensors: a review", *Measurement Science and Technology*, vol. 21, pp. 112001, 2010.
- [3] C. M. Johnson and P. R. Palmer, "Current measurement using compensated coaxial shunts", *IEE Proceedings Science, Measurement and Technology*, vol. 141, pp. 471-480, 1994.
- [4] O. Casas and R. Pallas-Areny, "Basics of analog differential filters", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 45, pp. 275-279, 1996.
- [5] Analog Devices, "AD8555: Digitally Programmable Sensor Signal Zero-Drift Amplifier ", 2009.
- [6] D. Hutchinson, "Accurate and simple AC measurement to 500 kHz", *Linear Technology*, vol. August, pp. 28, 2004.

- [7] International Frequency Sensor Association, "Universal Frequency-to-Digital Converter (UFDC-1). Specification and Application Note", *Sensors Web Portal*, 2004.
- [8] J. Sanchez, D. Ramirez, S. I. Ravelo, A. Lopes, S. Cardoso, R. Ferreira and P. P. Freitas, "Electrical characterization of a magnetic tunnel junction current sensor for industrial applications", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 48, pp. 2823-2826, 2012.

10 CONCLUSIONES GENERALES

La presente Tesis se enmarca en la investigación sobre los sensores magnetorresistivos. Esta Tesis es una aportación específica en la que se ha diseñado, fabricado, caracterizado y aplicado un sensor de corriente eléctrica basada en tecnología válvula de espín y un sensor de temperatura basado en Rutenio. A continuación se exponen las conclusiones obtenidas en los diferentes capítulos de la Tesis. En ellos se han desarrollado los principales objetivos planteados al inicio de la misma, sin embargo a partir de estas aportaciones se han generado nuevos interrogantes a investigar en el futuro.

El trabajo realizado ha dado lugar a una serie de publicaciones en revistas y congresos de reconocido prestigio en el área de instrumentación y medida que se enumeran al final de este capítulo.

10.1 Conclusiones de la Tesis

De entre las tecnologías magnetorresistivas coexistentes en la fecha de inicio de la Tesis (AMR, GMR y TMR) se seleccionó la tecnología GMR por ser la tecnología emergente más madura en ese momento. Se ha revisado la evolución de las estructuras multicapa GMR hasta llegar a la estructura válvula de espín destacando las características que debe tener en una aplicación lineal.

La revisión de las aplicaciones de los sensores magnetorresistivos ha expuesto la situación de las diferentes tecnologías. En los inicios de la presente Tesis, la tecnología TMR no se encontraba lo suficientemente desarrollada para su uso en aplicaciones lineales. Mientras que se ha confirmado el grado de desarrollo de la tecnología GMR en casi todos los ejemplos de aplicación revisados. Por eso y junto a las recomendaciones del INESC-MN, el sensor de corriente de la presente Tesis se ha basado en la tecnología GMR conocida como válvula de espín.

La revisión de las diversas técnicas de medida de corriente eléctrica ha mostrado que las magnetorresistencias poseen ventajas distintivas sobre todo en aquellas aplicaciones donde el coste

del sensor no es una variable crítica. Las magnetorresistencias son pequeñas, ofrecen un bajo consumo, proporcionan aislamiento galvánico y un ancho de banda desde DC hasta 100 kHz. Todas estas características hacen de las magnetorresistencias una elección atractiva para la medida de corriente eléctrica.

Partiendo de la concepción de un sensor de corriente y un sensor de temperatura resistivo ideales se ha presentado su transformación en un prototipo, desde la fase de diseño a la fase de fabricación. En la fase de diseño se ha analizado y definido las dimensiones del elemento MR a partir de las especificaciones de la estructura de válvula de espín utilizada, se ha diseñado un elemento de $3\ \mu\text{m} \times 150\ \mu\text{m}$. Seguidamente, se ha diseñado el conductor de corriente partiendo de los requisitos del circuito de sensado MR y el rango de corriente a medir. Así pues, se ha definido un conductor en forma de U con una sección de $3\ \text{mm} \times 1,6\ \text{mm}$ y una separación entre ramas de $6\ \text{mm}$ que permitió fabricar los 4 elementos MR del puente de Wheatstone completo en una única deposición. Las máscaras de microfabricación diseñadas tienen el inconveniente de emplear una elevada área de silicio para implementar el puente MR, sin embargo, tienen a su favor minimizar las discrepancias entre los elementos MR. El espacio de silicio libre ha permitido el diseño y la integración de un sensor de temperatura basado en Rutenio. Igualmente se ha presentado el diseño de este último sensor, determinando su localización estratégica entre dos elementos MR.

En la fase de implementación se ha mostrado la microfabricación del sensor MR y el sensor de temperatura, y la macrofabricación de las diferentes partes constructivas (PCB, carcasa protectora, conductor de corriente y encapsulado) que en conjunto se ensamblan para obtener el prototipo del sensor de corriente y el sensor de temperatura.

Un núcleo relevante del trabajo de Tesis lo constituye la fase de caracterización del sensor de temperatura basado en Rutenio y el sensor de corriente MR. Se ha desarrollado una serie de bancos de prueba que están disponibles en las instalaciones de Universidad de Valencia donde se dispone en la actualidad de un laboratorio capaz de reproducir los ensayos para la caracterización completa de un sensor de corriente eléctrica magnetorresistivo y un detector de temperatura. Este laboratorio permite el estudio de nuevos sensores en un reducido plazo de tiempo.

El comportamiento del sensor de temperatura basado en Rutenio se ha investigado y verificado en el rango de temperatura de $-25\ ^\circ\text{C}$ a $75\ ^\circ\text{C}$, usando como referencia un detector de temperatura de platino. Los resultados obtenidos muestran un sensor con una resistencia de referencia de valor $897 \pm 7,0\ \Omega$ y un TCR igual a $0,16\ \%/^\circ\text{C}$. A partir de los resultados experimentales de la caracterización del autocalentamiento se recomienda polarizar el sensor con una corriente de alimentación no superior a $2\ \text{mA}$. También se ha investigado la inmunidad magnética del sensor en el rango de $-150\ \text{Oe}$ a $150\ \text{Oe}$ mostrando su baja susceptibilidad. Los resultados experimentales han demostrado que el detector de Rutenio es útil para la monitorización de la temperatura, tanto para la temperatura ambiente como para las variaciones de temperatura producidas por los distintos componentes del sensor de corriente.

Otro elemento caracterizado ha sido el conductor de corriente, se han obtenido sus especificaciones térmicas utilizando el nuevo sensor de temperatura de Rutenio. El valor experimental de la resistencia nominal del conductor es de $0,14\ \text{m}\Omega$. El calentamiento producido por la corriente a través del conductor viene dado por su resistencia térmica de $0,4\ ^\circ\text{C}/\text{mW}$ y su tiempo de estabilización térmica igual a $315\ \text{s}$ que han sido obtenidos experimentalmente para el rango de corriente de $0,1\ \text{A}$ a $10\ \text{A}$. Estos datos permiten conocer la temperatura de trabajo en las proximidades del sensor de Rutenio y por lo tanto de los elementos MR.

En la caracterización física de los elementos de válvula de espín se ha contemplado la problemática de la medida de cada una de las resistencias que componen un puente de Wheatstone al no tener la posibilidad de aislar totalmente el elemento a caracterizar. El efecto MR obtenido es de $8,2 \pm 0,15 \%$ en un rango lineal de 62 Oe.

La caracterización eléctrica de señal continua o estática del sensor de corriente se ha llevado a cabo polarizando el puente de Wheatstone con una corriente de 1 mA y sometiéndolo a una corriente principal comprendida entre -10 A a 10 A. La sensibilidad obtenida ha sido de $0,1407 \pm 0,00015$ mV/A, mientras que la tensión de desequilibrio proporcionada por los ensayos ha sido de -2 mV. Si bien las pruebas se han realizado para una corriente de hasta ± 10 A, las estimaciones a partir de la caracterización física de los sensores permiten asegurar el funcionamiento del sensor para una corriente de hasta ± 50 A, tal y como se ha demostrado posteriormente en el estudio de aplicabilidad del sensor.

Por otro lado, la caracterización dinámica del sensor se ha realizado ensayando con señales de hasta 1 MHz. En este punto, se ha observado en la respuesta en frecuencia una dependencia creciente a partir de una determinada frecuencia de corte. Al experimentar con la respuesta en frecuencia para distintas corrientes de polarización del sensor se ha manifestado una dependencia del ancho de banda en función de su corriente de polarización, planteando una interesante línea de investigación no abordada en la presente Tesis. Se ha concluido que el intervalo de 2 mA a 5 mA es el rango de corriente polarización óptimo para obtener una respuesta con baja desviación en la banda pasante y una frecuencia de corte superior entre 90 kHz y 230 kHz. También se ha estudiado la respuesta temporal del sensor de corriente donde se ha observado experimentalmente un sobreimpulso ante cambios bruscos de corriente debido a la mayor ganancia de las componentes de alta frecuencia, corroborando la respuesta en frecuencia obtenida.

En vista de los resultados correspondientes a la respuesta temporal y a la respuesta en frecuencia se ha propuesto que el modelo matemático del sensor debe ser un sistema de orden fraccional. Este hecho se fundamenta en la ausencia de una oscilación de amortiguamiento hasta la estabilización de la respuesta tras el sobreimpulso observado ante una entrada escalón y, a las pendientes entre +20 dB/dec y +40 dB/dec en la zona creciente de la respuesta en frecuencia.

La etapa de caracterización finaliza con la caracterización térmica del sensor de corriente que se ha realizado utilizando el nuevo sensor de temperatura integrado. Se ha estudiado el autocalentamiento para un rango de corriente de polarización de hasta 10 mA obteniendo una resistencia térmica de $0,055$ °C/mA y un tiempo de estabilización térmica de 28,3 segundos. Además, las derivas térmicas asociadas a la principales variables del puente de Wheatstone (sensibilidad, tensión de desequilibrio y resistencia equivalente de puente) se han obtenido para un rango de temperatura ambiente de -25 °C a 75 °C. Los resultados experimentales han mostrado una pérdida de sensibilidad conforme la temperatura aumenta siendo el coeficiente de temperatura de la sensibilidad TCS igual a $-0,14 \%/^{\circ}\text{C}$, el coeficiente de temperatura de la tensión de desequilibrio TCV_{off} igual a $-0,80 \%/^{\circ}\text{C}$, y el coeficiente de temperatura de la resistencia equivalente del puente TCR_p igual a $0,12 \%/^{\circ}\text{C}$. La investigación de las derivas térmicas del sensor de corriente ha constatado una limitación en su funcionamiento para temperaturas extremas, pero a su vez ha validado el buen funcionamiento del sensor de corriente para pequeños cambios de la temperatura ambiente.

El resultado de recopilar los parámetros investigados durante la etapa de caracterización constituye la hoja de especificaciones del sensor de corriente y el detector de temperatura desarrollados en la presente Tesis.

Con los sensores ya diseñados, fabricados y caracterizados se ha planteado su estudio de aplicabilidad presentándose dos propuestas para mejorar el comportamiento del sensor de corriente y dos aplicaciones donde se ponen en práctica estas mejoras.

La primera propuesta ha sido un método para la compensación de la deriva térmica de la sensibilidad del sensor de corriente. El método de compensación propuesto ha sido un método hardware basado en una fuente de corriente que modula la corriente de polarización del puente de Wheatstone con la finalidad de compensar la variación de la sensibilidad en función de la temperatura. Se ha presentado el circuito girador de impedancias como una fuente de corriente en el rango de mA para la polarización de sensores resistivos. Se ha presentado el método de diseño de la compensación y se ha implementado experimentalmente utilizando el sensor de temperatura de Rutenio como elemento modulador de temperatura. El método propuesto se puede aplicar en general a sensores resistivos configurados en puente de Wheatstone. Los resultados experimentales han verificado su correcto funcionamiento y además han aportado datos que garantizan la aplicabilidad del nuevo sensor de temperatura en este contexto.

En la segunda propuesta se ha abordado la extensión en frecuencia del ancho de banda del sensor de corriente mediante el uso de las etapas clásicas de la electrónica de acondicionamiento: filtrado y amplificación. El método propuesto ha sido verificado con los resultados experimentales de la respuesta en frecuencia demostrando la posibilidad de obtener un sensor de corriente con varios centenares de kHz de ancho de banda. Igualmente, los resultados experimentales de la respuesta temporal avalan la mejora introducida, en ella se ha observado cómo ya no aparece el sobreimpulso debido a la mayor ganancia de las frecuencias altas que ofrecía el sensor sin compensación en frecuencia.

En los últimos capítulos se han utilizado estas mejoras en el estudio de aplicabilidad del sensor de corriente en una aplicación de alta corriente y en el desarrollo de un amperímetro de laboratorio.

Se ha estudiado la aplicación del prototipo en una aplicación industrial de alta potencia donde el nuevo sensor de corriente ha sido comparado con una sonda comercial. Se ha podido experimentar con el comportamiento del sensor en un convertidor de potencia capaz de generar corrientes superiores a 10 A verificando su límite de funcionamiento hasta intensidades de 80 A pico. La puesta en práctica del método y el circuito de compensación de la deriva térmica de la sensibilidad del sensor de corriente ha evitado tener que analizar el efecto de la temperatura sobre las medidas. La ausencia de deriva térmica en la sensibilidad igualmente confirma la aplicabilidad del circuito de compensación en un entorno de alta potencia.

Por último, se ha desarrollado una sonda de corriente de sobremesa que demuestra como los sensores de tecnología válvula de espín son una alternativa para el diseño de instrumentos de medida. El equipo descrito ha contemplado las mejoras propuestas, tanto la compensación térmica de la sensibilidad como la técnica de extensión en frecuencia. En este último caso, se garantiza un ancho de banda de 150 kHz que puede llegar hasta los 800 kHz dependiendo de la resolución seleccionada en el amperímetro. Además de las medidas eléctricas, el equipo tiene la capacidad de realizar medidas de parámetros temporales de la corriente como es la frecuencia o el tiempo de ciclo. Este estudio de aplicabilidad avala el uso de los sensores magnetorresistivos como alternativa para la medida de corriente en aplicaciones de alta intensidad y amplio ancho de banda.

En este trabajo de Tesis, los esfuerzos de investigación se han concentrado en determinadas cuestiones específicas que en su resolución y con el actual estado del arte de los sensores magnetorresistivos han generado nuevas cuestiones. Entre otros, algunos ejemplos a investigar en

trabajos futuros serían: reemplazar los sensores de tecnología GMR por nuevos sensores de tecnología TMR, hacer un caracterización del ruido inherente en los sensores obtenidos, profundizar en la investigación de la respuesta en frecuencia estudiando su fase e investigar la aplicabilidad del sensor de Rutenio en diferentes ámbitos.

10.2 Principales aportaciones de la Tesis

Las principales de aportaciones de la Tesis se pueden resumir en el siguiente listado:

- Un diseño y fabricación de un prototipo en el cual se ha integrado un sensor de corriente eléctrica basado en tecnología válvula de espín y un sensor de temperatura basado en Rutenio.
- Una caracterización del prototipo donde se ha verificado experimentalmente las prestaciones del sensor de corriente y el sensor de temperatura.
- Un método de compensación de la deriva térmica de la sensibilidad del sensor de corriente. En su implementación se ha utilizado el nuevo sensor de temperatura.
- Un método para la extensión en frecuencia del ancho de banda del sensor de corriente eléctrica.
- Un estudio de aplicabilidad en una instalación de alta potencia donde se ha sometido al sensor a altas corrientes de ensayo.
- Un desarrollo de un amperímetro de sobremesa donde se incorporan las propuestas de mejora mencionadas anteriormente.

10.3 Publicaciones derivadas de la Tesis

Los resultados de este trabajo de Tesis han sido presentados en distintas conferencias y publicados en diferentes revistas de ámbito internacional. A continuación se enumeran las publicaciones directamente relacionadas con la Tesis.

a) Artículos en revistas internacionales

1. A. Lopes, S. Cardoso, R. Ferreira, E. Elvira, F. Leonard, J. Sánchez, D. Ramírez, S. I. Ravelo and P.P. Freitas, “MgO magnetic tunnel junction electrical current sensor with integrated Ru thermal sensor”, IEEE Transactions on Magnetics, (2013, en revisión).
2. J. Sánchez, D. Ramírez, J. Amaral, S. Cardoso and P.P. Freitas, “Electrical ammeter based on spin-valve sensor”, Review of Scientific Instruments. 83, 105113 (2012), DOI: 10.1063/1.4759020.
3. J. Sánchez, D. Ramírez, S. I. Ravelo, A. Lopes, S. Cardoso, R. Ferreira and P.P. Freitas, “Electrical characterization of a magnetic tunnel junction current sensor for industrial applications”, IEEE Transactions on Magnetics, Volume: 48 , Issue: 11, 2012, pages 2823 – 282, DOI :10.1109/TMAG.2012.2196422.
4. D. Ramírez, J. Sánchez, S. Casans and E. Navarro, “Active power analog front-end based on a Wheatstone-type magnetoresistive sensor”, Sensors & Actuators A: Physical, Volume 169, Issue 1, 10 September 2011, pages 83-88.

5. J. Sánchez, D. Ramírez, S. Cardoso, S. Casans, E. Navarro and P. Freitas, "A Non-Invasive Thermal Drift Compensation Technique Applied to a Spin-Valve Magnetoresistive Current Sensor", *Sensors*, Volume 11, 25 Febrero 2011, Pages 2447-2448, DOI:10.3390/s110302447.
6. D. Ramírez, J. Sánchez, C. Reig, S. Casans and E. Navarro, "Constant current drive for resistive sensors based on generalized impedance converter", *IEEE Transactions on instrumentation and measurement*, Volume 57, Issue 10, 8 Octubre, 2008, pages 2290-2296.

b) Artículos en revistas nacionales

1. J. Sánchez, D. Ramírez, S. Casans y A.E. Navarro, "Sensores magnetorresistivos (II). Aplicabilidad de los sensores magnetorresistivos", *Mundo electrónico*. Marzo 2012, número 432, páginas 34-39.
2. J. Sánchez, D. Ramírez, S. Casans y A.E. Navarro, "Sensores magnetorresistivos (I)", *Mundo electrónico*. Septiembre 2011, número 431, páginas 28-31.

c) Artículos en conferencias internacionales

1. A. Lopes, S. Cardoso, R. Ferreira, P. Freitas, J. Sánchez, D. Ramirez and S. Ravelo, "MgO magnetic tunnel junction electrical current sensor with integrated Ru thermal sensor for industrial applications", 12th Joint MMM/Intermag Conference, IEEE International Magnetic Conference, Jan 13th-18th, 2013, Chicago, Illinois, USA.
2. J. Sánchez, D. Ramirez, S. Ravelo y A. Lopes, S. Cardoso, R. Ferreira and P. Freitas, "Magnetic tunnel junction current sensor for industrial applications", IEEE International Magnetic Conference, INTERMAG2012 - IEEE International Magnetic Conference, May 7th-11th, 2012, Vancouver, Canada.
3. J. Sánchez, D. Ramirez, S. Casans and E. Navarro, "Remote virtual temperature characterization system for resistive sensor", 2011 Conference on Electronics Telecommunications and Computers Proceedings, Lisbon, Portugal, 2011.
4. J. Sánchez, M. Morón, D. Ramírez, S. Casans and A.E. Navarro, "An electrical current smart transducer based on PSoC platform and integrated spin-valve sensor with embedded thin film Ruthenium temperature sensor", 2011 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC 2011) Proceedings, pages 990-994, Binjiang, Hangzhou, China.
5. J. Sánchez, D. Ramírez, S. Cardoso, J.P. Amaral, P.P. Freitas, S. Casans, "Electrical current detector based on spin valves with integrated thin film Ruthenium sensor for temperature drift compensation", 2011 IEEE International Magnetics Conference Digest e-book, Taipei, Taiwan.
6. J. Sánchez, D. Ramírez, S. Cardoso, J.P. Amaral, P.P. Freitas, S. Casans, A.E. Navarro, "Sensor de temperatura de capa delgada basado en Rutenio", proceedings of the 7th Ibero-American Congress on Sensors (IBERSENSOR 2010), Lisboa, Portugal.
7. J. Sánchez, D. Ramírez, S. Casans, E. Navarro, A. Durán, "Mejora del ancho de banda de un sensor de corriente eléctrica magnetorresistivo", proceedings of the 6th Ibero-American congress on sensors (IBERSENSOR 2008), páginas 674-677, Sao Paulo, Brazil.
8. J. Sánchez, D. Ramírez, S. Casans, C. Reig y E. Navarro, M^ºD. Cubells, "Extending magnetoresistive AC transfer characteristics for current measurement", IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, pages 305-308, May 2008, Victoria, British Columbia, Canada.

d) Artículos en conferencias nacionales

1. D. Ramírez, S.I. Ravelo, J. Sánchez, S. Cardoso, P. P. Freitas, R. Ferreira, “A non-invasive electronic measurement technique of the four resistance elements in a Wheatstone bridge sensor”, Encuentro Iberico para la enseñanza de la Física, 15-19 de julio de 2013, Valencia, España.
2. S. I. Ravelo, D. Ramírez, J. Sánchez, S. Cardoso, P. P. Freitas y R. Ferreira, “Effect of polarization current on the frequency response of magnetoresistive sensors based on magnetic tunnel junction technology”, Reunión Bienal de la Real Sociedad Española de Física, 15-19 de Julio de 2013, Valencia, España.
3. J. Sánchez, D. Ramírez, S. Cardoso y P. Freitas, “Estudio de un sensor magnetorresistivo lineal basado en tecnología válvula de espín”, Reunión Bienal de la Real Sociedad Española de Física, 19-23 de septiembre de 2011, Santander, España.
4. J. Sánchez Moreno, D. Ramírez Muñoz, J. Fernández Ruiz, S. Casans Berga, A.E. Navarro Antón, “Fuente programable de corriente DC basada en el circuito convertidor generalizado de impedancias para sistemas de instrumentación”, Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación, 7-9 de julio de 2010, Bilbao, España.

e) Capítulos de libros

1. D. Ramírez, S. Casans, E. Navarro y J. Sánchez, “Métodos de procesamiento avanzado e inteligencia artificial en sistemas sensores y biosensores”, capítulo 7, Sensores magnéticos, páginas 145-186, 2009, México, Reverté Ediciones, S.A, 978-607-7815-01-3.
2. E. Navarro, S. Casans, D. Ramírez y J. Sánchez, “Métodos de procesamiento avanzado e inteligencia artificial en sistemas sensores y biosensores”, capítulo 11, Acondicionamiento de señal, páginas 252-274, 2009, México, Reverté Ediciones, S.A, 978-607-7815-01-3.

El trabajo realizado en la presente Tesis ha sido una importante aportación en los proyectos de investigación relacionados directamente con la Tesis en los cuales el autor y sus compañeros de la Universidad de Valencia han participado:

1. “Monitorización del consumo energético mediante vatímetro magnetorresistivo en red (SPINWATT)”, Valencia Campus de la Universidad de Valencia, entidades participantes: Universidad de Valencia, 07-12-2011 /06-12-2012, investigador principal: Diego Ramírez Muñoz.
2. “Desarrollo de sistemas de medida distribuidos para la monitorización industrial mediante redes de sensores inteligentes (ENE2008-06588-C04-4)”, Ministerio de Ciencia e Innovación, entidades participantes: Universidad de Valencia, 01-01-2009 /31-12-2011, investigador principal: Diego Ramírez Muñoz.
3. “Desarrollo de sistemas de medida distribuidos para la monitorización industrial mediante redes de sensores inteligentes. (ACOMP/2010/231)”, Consejería de educación de la Generalitat Valenciana, entidades participantes: Universidad de Valencia, 01-01-2010 /31-12-2010, investigador principal: Diego Ramírez Muñoz.
4. “Desarrollo de aplicaciones de medida industriales basadas en la tecnología de sensado magnetorresistiva (ENE2005-08721-C04-3/ ALT)”, Ministerio de Educación y Ciencia, entidades participantes: Universidad de Valencia, Universidad Alcalá de Henares y Universidad Carlos III de Madrid, 01-09-2006 /31-12-2008, investigador principal: Diego Ramírez Muñoz.

11 GENERAL CONCLUSIONS

This Thesis is framed within the research on magnetoresistive sensors, being a new contribution wherein an electric current sensor based on spin valve technology and a temperature sensor based on Ruthenium have been designed, manufactured, characterized and experimentally proven. The following are the conclusions obtained in the different chapters of the Thesis. Even though the main objectives of the Thesis have been achieved, the research itself has arisen further aspects to be dealt in future research. The results of the work have been published in several journals and conferences in the field of instrumentation and measurement and are listed at the end of this chapter.

11.1 Main results of the Thesis

Among the magnetoresistive technologies coexisting at the starting date of this Thesis (AMR, GMR and TMR), the GMR technology was selected because it was the most mature emerging technology in those days. The evolution of the GMR multilayer structures up to spin valve structure has been reviewed highlighting the features that are required in a linear application.

The magnetoresistive sensors applications review chapter has described the state of the art of the different technologies. At the beginning of this Thesis, TMR technology was not sufficiently developed for its use in linear applications. But the maturity of GMR technology was confirmed in almost every example. This fact along with the INESC-MN recommendations have determined that the current sensor presented in this Thesis has been based on GMR technology called spin valve.

The review of the electrical current measurement techniques has shown that the magnetoresistances have some advantages, especially in applications where the cost of the sensor is not a critical parameter. The magnetoresistances are small, offer low power consumption, provide galvanic isolation and a bandwidth from DC to 100 kHz. All these features make magnetoresistances an attractive choice for measuring electrical current.

Based on the ideal conception of a current sensor and a resistive temperature sensor, the application of a magnetoresistance in a real life prototype has been presented, developing the system from design to manufacturing. The magnetoresistive element has been analyzed and defined in the design phase using the spin valve structure specifications provided by INESC-MN. Four MR elements of 3 μm times 150 μm have been designed and connected in a Wheatstone bridge configuration. Then, the main current conductor has been designed according to the MR sensing circuit and the requirements of the current range to be measured. A U-shape conductor with a 3 mm times 1.6 mm section and a 6 mm gap between branches has been defined allowing the four magnetoresistive elements to be microfabricated in a single deposition step. The designed microfabrication masks have the disadvantage of employing a high silicon area to implement the MR bridge, however, this technique minimizes the discrepancies between the MR elements. The free silicon space has led to the design and integration of a temperature sensor based on Ruthenium. The temperature sensor design has also been presented, determining its strategic location between two MR elements.

The magnetoresistive and temperature detector microfabrication, and also the different constructive components macrofabricación (PCB, protective casing, power driver and enclosure), has been explained in the implementation chapter. This chapter describes the assembling of all these parts to make the prototype of the current and temperature sensors.

A relevant core of this Thesis is the characterization phase of the temperature sensor and the magnetoresistive current sensor. A series of test benches have been developed (that are nowadays available at the facilities of the University of Valencia) where an electrical current and temperature sensor could be tested and characterised in a short period of time.

The performance of the temperature sensor based on Ruthenium has been investigated and tested in the temperature range of $-25\text{ }^{\circ}\text{C}$ to $+75\text{ }^{\circ}\text{C}$.-The results show a sensor with a resistor value of $897 \pm 7.0\ \Omega$ at a $0\text{ }^{\circ}\text{C}$ temperature and TCR equal to $0.16\ \%/^{\circ}\text{C}$. The use a biasing current not larger than 2 mA is recommended after the self-heating experimental results characterization. The magnetic immunity of sensor in the range from -150 Oe to 150 Oe has been investigated showing its low susceptibility. The experimental results have demonstrated that the Ruthenium sensor is useful for temperature monitoring, for both ambient temperature and temperature variations produced by the individual components of the current sensor.

The current conductor has also been characterised, using the new temperature sensor to measure its nominal resistance and thermal specifications. The nominal resistance of the conductor has resulted in 0.14 m Ω . Meanwhile, the thermal resistance produced by the current through the conductor has been measure to be $0.4\text{ }^{\circ}\text{C}/\text{mW}$ and its thermal stabilisation time equal to 315 s. This data has been experimentally obtained in the current range of 0.1 A to 10 A. This information allows to estimate the temperature in the vicinity of the Ruthenium sensor and therefore of the MR elements.

The physical characterization of the spin valve elements has taken into account the problem of the measurement of each resistance comprising the Wheatstone bridge, because it is not possible to fully isolate the MR elements being measured. The MR effect obtained has been $8.2 \pm 0.15\%$ in a linear range of 62 Oe.

The static or DC signal electrical characterisation of the current sensor has been carried out polarizing the Wheatstone bridge with a 1 mA current and applying a main current of -10 A to $+10\text{ A}$. The experimental sensitivity has been equal to $0.1407 \pm 0.00015\text{ mV/A}$. Although tests have been performed for a current up to $\pm 10\text{ A}$, an operation range up to $\pm 50\text{ A}$ has been estimated from the

physical characterization of the sensors. This has been demonstrated later on experimentally in the applicability study of the current sensor.

Furthermore, the sensor dynamic characterisation has been performed testing with signals of frequencies up to 1 MHz. At this point, an increasing dependence from a specific cutoff frequency has been observed in the frequency response. By repeating this test for different sensor bias currents, a relation between the bandwidth and its bias current has been demonstrated. This opens a new interesting research line not addressed in this Thesis. The conclusion has been that the optimum bias current polarization range is from 2 mA to 5 mA. Within this current range a response with low deviation in the pass-band and a cut-off frequency between 90 kHz to 230 kHz can be reached. The experimental time domain response of the current sensor has also been obtained showing an overshoot due to the higher gain at higher frequencies.

The experimental time and frequency response of the current sensor has shown that its mathematical model should be a fractional order system. This proposal has been based on the fact that there has been an absence of a damped oscillation after the overshoot in the time domain, and the different slopes observed in the high frequency response asymptote.

The characterization stage ends with the the current sensor thermal characterization that has been carried out using the new built-in temperature sensor. Self-heating has been studied for a bias current range up to 10 mA resulting in a thermal resistance equal to 0.055 °C/mA and a thermal stabilization constant time of 28.3 s. In addition, thermal drifts associated with the main variables of the Wheatstone bridge (sensitivity, voltage imbalance and equivalent resistance of the bridge) have been obtained for a temperature range of -25 °C up to +75 °C. The experimental results have shown a loss of sensitivity as temperature increases, the temperature coefficient of sensitivity TCS has been measure to be -0.14 %/°C, the temperature coefficient of the offset voltage TCV_{off} has been measured to be -0.80 %/°C, and the temperature coefficient of the equivalent bridge resistance TCR_p has been measured to be 0,12 %/C. The current sensor thermal drift research has found out a limitation in its performance for extreme temperatures.

Once the sensors have been designed, fabricated and characterised, their study of applicability has been made with two proposals of improvement for some of their specification and two applications where these improvements have been applied.

The first improvement proposed is a method to compensate the thermal drift of the sensitivity of the current sensor. The generalized impedance converter circuit has been introduced as a current source for biasing resistive sensors in the mA range. Besides, the design of the compensation method has been implemented using the novel temperature sensor as temperature modulator. The proposed method can be generally applied to any resistive sensors Wheatstone bridge due to its flexible design. Experimental results have verified its proper operation in the new temperature sensor and have also provided evidence to guarantee its applicability in this context.

The second improvement proposal has dealt with the current sensor frequency bandwidth extension using classical electronic conditioning stages: filtering and amplification. The proposed method has been verified with experimental results of the frequency response demonstrating the possibility to achieve a current sensor with a bandwidth of several hundreds of kHz. At the same time, the experimental results of the time domain response demonstrate the introduced improvement. The overshoot due to the high frequency gain without compensation had disappeared.

In the last chapters, these improvements have been used in a application where the novel sensors was used to measure high currents and to build an ammeter.

The prototype sensor has used in a 100 kW power converter. The sensor performance has been compared with a commercial probe providing similar results. The sensor has been tested measuring electrical currents above 10 A, achieving its operating limit at 80 A. The thermal drift compensation method implementation for the current sensor has avoided having to analyze the effect of temperature on the measurements. The absence of thermal drift in the sensitivity also has confirmed the applicability of the compensation circuit and the Ruthenium sensor in a high power scenario.

Finally, a work-bench current probe has been designed which has shown how spin valve technology sensors are an alternative to the existing current measuring instruments. The equipment described has considered the proposed improvements, both the thermal compensation of sensitivity and the bandwidth extension technique. In the latter case, a bandwidth of 150 kHz has been guaranteed and it could be extended up to 800 kHz depending on the selected range in the ammeter. In addition to the electrical measurements, the system has the capability to make time-domain measurements such as frequency or cycle time. This study about applicability supports the use of magnetoresistive sensors as an alternative for measuring currents in high power and wide bandwidth scenarios.

In this Thesis, the research efforts have been focused on certain specific issues that after being resolved have brought up new questions. Among others, some of these questions to be investigated in future are: Can the new TMR sensors replace GMR sensors? How is the noise figure of these sensors? How can the frequency response further be improved? Can Ruthenium sensors be applied as biosensors?

11.2 Main contributions

The main contributions of the Thesis can be summarised in the following list:

- A design and manufacturing of a prototype in which an electric current sensor based on spin valve technology and a temperature sensor based on ruthenium have been integrated.
- A characterization of the prototype in which the current sensor performance and the temperature sensor have been experimentally verified.
- A compensation method of the thermal drift current sensor sensitivity. The new temperature sensor has taken advantage of this new compensation method.
- A method for extending the current sensor frequency bandwidth.
- Study of applicability in high power system where the sensor has been tested at high currents.
- A development of a work-bench ammeter which incorporates the aforementioned improvement.

11.3 Publications arising from the Thesis

The results of this Thesis have been presented at conferences and published in various international journals. Listed below are the contributions directly related to the Thesis.

a) Articles in international journals

1. A. Lopes, S. Cardoso, R. Ferreira, E. Elvira, F. Leonard, J. Sánchez, D. Ramírez, S. I. Ravelo and P.P. Freitas, "MgO magnetic tunnel junction electrical current sensor with integrated Ru thermal sensor", IEEE Transactions on Magnetics, (2013, submitted).
2. J. Sánchez, D. Ramírez, J. Amaral, S. Cardoso and P.P. Freitas, "Electrical ammeter based on spin-valve sensor", Review of Scientific Instruments. 83, 105113 (2012), DOI: 10.1063/1.4759020.
3. J. Sánchez, D. Ramírez, S. I. Ravelo, A. Lopes, S. Cardoso, R. Ferreira and P.P. Freitas, "Electrical characterization of a magnetic tunnel junction current sensor for industrial applications", IEEE Transactions on Magnetics, Volume: 48 , Issue: 11, 2012, pages 2823 – 282, DOI :10.1109/TMAG.2012.2196422.
4. D. Ramírez, J. Sánchez, S. Casans and E. Navarro, "Active power analog front-end based on a Wheatstone-type magnetoresistive sensor", Sensors & Actuators A: Physical, Volume 169, Issue 1, 10 September 2011, pages 83-88.
5. J. Sánchez, D. Ramírez, S. Cardoso, S. Casans, E. Navarro and P. Freitas, "A Non-Invasive Thermal Drift Compensation Technique Applied to a Spin-Valve Magnetoresistive Current Sensor", Sensors, Volume 11, 25 Febrero 2011, Pages 2447-2448, DOI:10.3390/s110302447.
6. D. Ramírez, J. Sánchez, C. Reig, S. Casans and E. Navarro, "Constant current drive for resistive sensors based on generalized impedance converter", IEEE Transactions on instrumentation and measurement, Volume 57, Issue 10, Octubre, 2008, pages 2290-2296.

b) Articles in national magazines

1. J. Sánchez, D. Ramírez, S. Casans y A.E. Navarro, "Sensores magnetorresistivos (II). Aplicabilidad de los sensores magnetorresistivos", Mundo electrónico. Marzo 2012, número 432, páginas 34-39.
2. J. Sánchez, D. Ramírez, S. Casans y A.E. Navarro, "Sensores magnetorresistivos (I)", Mundo electrónico. Septiembre 2011, número 431, páginas 28-31.

c) Articles in international conferences

1. Lopes, S. Cardoso, R. Ferreira, P. Freitas, J. Sánchez, D. Ramirez and S. Ravelo, "MgO magnetic tunnel junction electrical current sensor with integrated Ru thermal sensor for industrial applications", 12th Joint MMM/Intermag Conference, IEEE International Magnetic Conference, Jan 13th-18th, 2013, Chicago, Illinois, USA.
2. J. Sánchez, D. Ramirez, S. Ravelo y A. Lopes, S. Cardoso, R. Ferreira and P. Freitas, "Magnetic tunnel junction current sensor for industrial applications", IEEE International Magnetic Conference, INTERMAG2012 - IEEE International Magnetic Conference, May 7th-11th, 2012, Vancouver, Canada.
3. J. Sánchez, D. Ramirez, S. Casans and E. Navarro, "Remote virtual temperature characterization system for resistive sensor", 2011 Conference on Electronics Telecommunications and Computers Proceedings, Lisbon, Portugal, 2011.
4. J. Sánchez, M. Morón, D. Ramírez, S. Casans and A.E. Navarro, "An electrical current smart transducer based on PSoC platform and integrated spin-valve sensor with embedded thin film Ruthenium temperature sensor", 2011 IEEE International Instrumentation and

Measurement Technology Conference (I2MTC 2011) Proceedings, pages 990-994, Binjiang, Hangzhou, China.

5. J. Sánchez, D. Ramírez, S. Cardoso, J.P. Amaral, P.P. Freitas, S. Casans, “Electrical current detector based on spin valves with integrated thin film Ruthenium sensor for temperature drift compensation”, 2011 IEEE International Magnetics Conference Digest e-book, Taipei, Taiwan.
6. J. Sánchez, D. Ramírez, S. Cardoso, J.P. Amaral, P.P. Freitas, S. Casans, A.E. Navarro, “Sensor de temperatura de capa delgada basado en Rutenio”, proceedings of the 7th Ibero-American Congress on Sensors (IBERSENSOR 2010), Lisboa, Portugal.
7. J. Sánchez, D. Ramírez, S. Casans, E. Navarro, A. Durán, “Mejora del ancho de banda de un sensor de corriente eléctrica magnetorresistivo”, proceedings of the 6th Ibero-American congress on sensors (IBERSENSOR 2008), páginas 674-677, Sao Paulo, Brazil.
8. J. Sánchez, D. Ramírez, S. Casans, C. Reig y E. Navarro, M^oD. Cubells, “Extending magnetoresistive AC transfer characteristics for current measurement”, IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, pages 305-308, May 2008, Victoria, British Columbia, Canada.

d) Articles in national conferences

1. D. Ramírez, S.I. Ravelo, J. Sánchez, S. Cardoso, P. P. Freitas, R. Ferreira, “A non-invasive electronic measurement technique of the four resistance elements in a Wheatstone bridge sensor”, Encuentro Ibérico para la enseñanza de la Física, 15-19 de julio de 2013, Valencia, España.
2. S. I. Ravelo, D. Ramírez, J. Sánchez, S. Cardoso, P. P. Freitas y R. Ferreira, “Effect of polarization current on the frequency response of magnetoresistive sensors based on magnetic tunnel junction technology”, Reunión Bienal de la Real Sociedad Española de Física, 15-19 de Julio de 2013, Valencia, España.
3. J. Sánchez, D. Ramírez, S. Cardoso y P. Freitas, “Estudio de un sensor magnetorresistivo lineal basado en tecnología válvula de espín”, Reunión Bienal de la Real Sociedad Española de Física, 19-23 de septiembre de 2011, Santander, España.
4. J. Sánchez Moreno, D. Ramírez Muñoz, J. Fernández Ruiz, S. Casans Berga, A.E. Navarro Antón, “Fuente programable de corriente DC basada en el circuito convertidor generalizado de impedancias para sistemas de instrumentación”, Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación, 7-9 de julio de 2010, Bilbao, España.

e) Book chapters

1. D. Ramírez, S. Casans, E. Navarro y J. Sánchez, “Métodos de procesamiento avanzado e inteligencia artificial en sistemas sensores y biosensores”, capítulo 7, Sensores magnéticos, páginas 145-186, 2009, México, Reverté Ediciones, S.A, 978-607-7815-01-3.
2. E. Navarro, S. Casans, D. Ramírez y J. Sánchez, “Métodos de procesamiento avanzado e inteligencia artificial en sistemas sensores y biosensores”, capítulo 11, Acondicionamiento de señal, páginas 252-274, 2009, México, Reverté Ediciones, S.A, 978-607-7815-01-3.

The work done in this Thesis has been a contribution to research projects directly related to the Thesis in which the author and his colleagues at the University of Valencia have taken part:

1. “Monitorización del consumo energético mediante wattímetro magnetorresistivo en red (SPINWATT)”, Valencia Campus de la Universidad de Valencia, entidades participantes:

Universidad de Valencia, 07-12-2011 /06-12-2012, investigador principal: Diego Ramírez Muñoz.

2. “Desarrollo de sistemas de medida distribuidos para la monitorización industrial mediante redes de sensores inteligentes (ENE2008-06588-C04-4)”, Ministerio de Ciencia e Innovación, entidades participantes: Universidad de Valencia, 01-01-2009 /31-12-2011, investigador principal: Diego Ramírez Muñoz.
3. “Desarrollo de sistemas de medida distribuidos para la monitorización industrial mediante redes de sensores inteligentes. (ACOMP/2010/231)”, Consejería de educación de la Generalitat Valenciana, entidades participantes: Universidad de Valencia, 01-01-2010 /31-12-2010, investigador principal: Diego Ramírez Muñoz.
4. “Desarrollo de aplicaciones de medida industriales basadas en la tecnología de sensado magnetorresistiva (ENE2005-08721-C04-3/ ALT)”, Ministerio de Educación y Ciencia, entidades participantes: Universidad de Valencia, Universidad Alcalá de Henares y Universidad Carlos III de Madrid, 01-09-2006 /31-12-2008, investigador principal: Diego Ramírez Muñoz.

ANEXO A. MICROFABRICACIÓN

La microfabricación de un sensor de corriente magnetorresistivo y un detector de temperatura constituyen un hito esencial para las investigaciones de la presente tesis. En este anexo se presentan los equipos y procesos utilizados en la consecución de los elementos sensores y su conexionado eléctrico, todos ellos basados en las técnicas de microfabricación de elementos de lámina delgada.

Las pequeñas dimensiones de los elementos de válvula de espín y el filamento de Rutenio comparadas con las partículas presentes en la atmósfera hacen necesario que los procesos de fabricación se realicen en un ambiente controlado y libre de contaminación, condiciones proporcionadas por las conocidas cámaras limpias. El proceso de microfabricación de una lámina de capa delgada consiste en cuatro operaciones básicas: preparación del sustrato, deposición de la capa delgada, fotolitografía del elemento y grabado. En el caso de un sensor magnetorresistivo, la estructura multicapa se construye capa a capa requiriendo para la fabricación de cada capa la combinación y repetición de las operaciones básicas mencionadas anteriormente. Para cada operación existen diferentes técnicas específicas las cuales son adecuadas para determinados dispositivos, sustratos o materiales de deposición.

Las tareas de microfabricación del presente trabajo se realizaron en las instalaciones del ‘Instituto de Engenharia de Sistemas e Computadores - Microsistemas e Nanotecnologias’ (INESC-MN) de Lisboa. Por ello, el contenido de los siguientes apartados deriva de la interacción del autor con los expertos del INESC-MN y varios trabajos de tesis depositados en su biblioteca [1-4], así como las referencias de divulgación [5-7].

A.1 Procesos y equipamiento para la fabricación de un elemento de lámina delgada

La cámara limpia se caracteriza por ser un recinto con una temperatura, presión, humedad, vibración, iluminación y un número de partículas en el aire controlado. Este último parámetro se emplea como criterio principal para clasificarlas en función del nivel de contaminación. En la Tab. A-1 se puede observar la cantidad de partículas permitidas de un determinado tamaño por centímetro cúbico de

aire, conforme el tamaño de las partículas aumenta su número máximo se reduce. Por ejemplo, en un metro cúbico de una sala de clase ISO 4 es posible encontrar 10000 partículas del tamaño de 0,1 μm y 83 partículas en el caso de que su tamaño sea 1 μm . Como referencia, la habitación de una vivienda habitual tendría una clasificación ISO 8.

Tab. A-1. Clasificación de las cámaras limpias según estándar ISO 14644-1.

Clase	partículas/ m ³					
	0,1 μm	0,2 μm	0,3 μm	0,5 μm	1 μm	5 μm
ISO 8	-	-	-	3.520.00	832.000	29.300
ISO 7	-	-	-	352.000	83.200	2.930
ISO 6	1.000.000	237.000	102.000	35.200	8.320	293
ISO 5	100.000	23.700	10.200	3.520	832	29
ISO 4	10.000	2.370	1.020	352	83	-
ISO 3	1.000	237	102	35	8	-
ISO 2	100	24	10	4	-	-
ISO 1	10	2	-	-	-	-

En las instalaciones del INESC-MN existen dos áreas clasificadas como clase ISO 4 e ISO 5, también conocidas como clase 10 y clase 100 respectivamente según normativa FED STD 209E. Adicionalmente, alrededor de estas áreas existe un área de clase ISO 7 o clase 10000. Todo el conjunto se considera una cámara limpia pero cada zona recibe un nombre y tiene sus propias condiciones de uso. La zona más restrictiva es la sala amarilla correspondiente con el área de clase ISO 4. En esta sala se realizan los procesos de preparación del sustrato y fotolitografía. El nombre de zona amarilla es debido a la luz empleada que no emite en la banda del espectro UV presente en la luz utilizada durante el proceso de exposición evitando la alteración del material fotosensible durante la manipulación de la oblea. El área de clase ISO 5 recibe el nombre de sala blanca y en ella se realizan la mayoría de procesos de deposición y grabado. La zona menos restrictiva es el área de clase ISO 7 o sala gris donde se realizan las tareas de revelado, limpieza y troceado de la oblea.

a) Proceso de litografía

La definición de un elemento de capa delgada se realiza a través de diversas etapas que constituyen en conjunto un proceso litográfico. El dibujo del elemento se crea mediante un programa de diseño asistido por ordenador a partir del cual se generan las máscaras de fabricación. En el caso de los procesos de microfabricación se emplean técnicas fotolitográficas donde el patrón o modelo de las máscaras es transferido sobre una capa de material fotosensible a través de una exposición lumínica y un revelado químico. La fotolitografía puede hacerse antes o después de la deposición de la lámina de

capa delgada. Transfiriendo el patrón del material fotosensible a la lámina de capa delgada mediante un proceso de grabado, en una etapa posterior.

a.1 Preparación y procesamiento de la oblea

Como paso previo a cada litografía o deposición es imprescindible preparar el sustrato para asegurar que ninguna impureza desvirtúe el patrón transferido. El sustrato se limpia con una solución química para eliminar las posibles impurezas localizadas en la superficie. Un ejemplo de solución empleada en la limpieza de obleas en los procesos microelectrónicos es el agua desionizada. Se trata de un agua altamente purificada y filtrada para eliminar de su composición iones, partículas y contaminación bacteriana. Una vez la oblea está limpia y seca se reviste con una capa de material fotosensible. En ocasiones, la superficie es tratada previamente con una imprimación de material 'hexamethyldisilazane' (HMDS) que mejora la adhesión del material fotosensible.

En las instalaciones del INESC-MN, el procesamiento de limpieza y preparación de la oblea se realiza automáticamente con la máquina 'SVGTracks' mostrada en la Fig.A-1. Tanto la imprimación de HMDS como el material fotosensible se depositan en formato líquido distribuyéndose uniformemente en toda la superficie de la oblea mediante un movimiento rotacional de alta velocidad o centrifugado. La densidad del líquido y la velocidad de rotación determinan el grosor del revestimiento.

Esta misma máquina se emplea también en ocasiones para el revelado una vez expuesto el material fotosensible a la escritura láser del dibujo de la máscara.

Durante este proceso de fotolitografía es muy importante que ninguna vibración o partículas lo desvirtúe. La sala de grabado se encuentra en la zona más restrictiva de la cámara limpia y está iluminada usando una luz amarilla que no afecta a los materiales fotosensibles empleados.



Fig.A-1. Fotografía del equipamiento 'SGVTracks' en la zona amarilla de la sala limpia.

a.2 Fotolitografía

La transferencia de la máscara se realiza exponiendo a la luz un material fotosensible. Los materiales fotosensibles se clasifican en positivos y negativos según la solubilidad del material fotosensible aumente o disminuya durante el proceso de exposición. En la etapa de revelado la oblea es tratada o sumergida en un revelador a base de disolventes que eliminan las zonas solubles de material

fotosensible. Cuando se emplean materiales fotosensibles positivos, las áreas expuestas a la luz aumentan su solubilidad y son eliminadas en la etapa de revelado. En caso contrario, si el material es fotosensible negativo las zonas expuestas a la luz disminuyen su solubilidad y permanecen tras la etapa de revelado. La Fig.A-2 ilustra el proceso de transferencia en los casos de material fotosensible positivo y negativo. La función del material fotosensible remanente es proteger las capas inferiores durante el proceso de grabado.

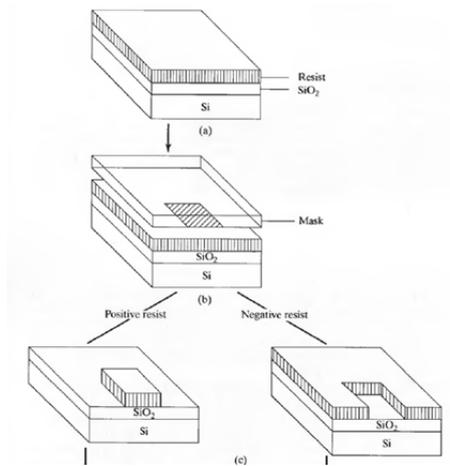


Fig.A-2 Fotolitografía usando un material fotosensible positivo y negativo.

En las instalaciones del INESC-MN el dibujo de la máscara es procesada y transferida al material fotosensible por la máquina DWL mostrada en la Fig.A-3. Este es un equipamiento que realiza la exposición con un láser de 442 nm y una resolución de 1 μm .



Fig.A-3. Fotografía de la máquina de escritura láser DWL instalada en la zona amarilla de sala limpia.

b) Deposición de una lámina delgada

Los sistemas de deposición física en fase vapor⁶ se emplean para depositar un material sobre un sustrato, en nuestro caso para depositar una capa de material sobre una oblea. Básicamente la técnica consiste en erosionar átomos de un material sólido, transportarlos a través del vacío y depositarlos sobre un sustrato. La pieza de material donde se arrancan los átomos recibe el nombre de blanco ('target') tratándose generalmente de materiales de alta pureza. Los átomos pueden arrancarse del blanco mediante diversos métodos, de entre ellos, la pulverización catódica y la pulverización iónica son los métodos más divulgados para la fabricación de capas delgadas.

En estos métodos, los átomos del blanco son erosionados al ser bombardeados por los iones obtenidos de un gas noble mutado a estado de plasma. En el proceso, el momento de un ion es transferido a un átomo en algún choque de las sucesivas colisiones entre los iones altamente energizados y los átomos de la superficie del blanco. Es entonces, cuando el átomo se desprende del blanco y es transportado hacia el sustrato donde se produce su deposición, tal y como trata de ilustrar la Fig.A-4. El transporte se consigue aplicando una tensión positiva entre el sustrato y el blanco. Los átomos liberados están cargados negativamente por lo tanto son atraídos hacia el potencial positivo del sustrato donde colisionan con los átomos de la superficie del sustrato y se depositan formando una delgada capa. El grosor de las capas obtenidas puede ser de unos pocos Å a varios cientos de Å. Todo el proceso se realiza en una cámara de vacío previniendo colisiones adicionales y trayectorias divergentes [6].

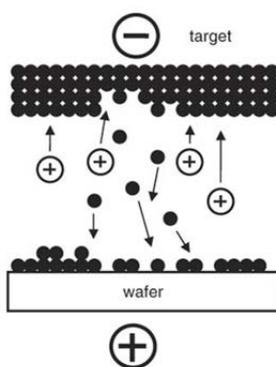


Fig.A-4. Ilustración del proceso de deposición física de pulverización catódica.

b.1 Pulverización catódica por magnetrón

La pulverización catódica por magnetrón, 'magnetron sputtering', es una de las técnicas disponibles en las instalaciones del INESC-MN. En la Fig.A-5 se puede observar la estructura básica de una máquina de pulverización catódica con magnetrón. Se trata de una cámara de vacío, dos válvulas, un electroimán y dos soportes, para el blanco y la oblea. La principal característica de esta técnica es la localización de un electroimán detrás del blanco que mejora la formación del plasma.

El proceso de deposición comienza con la introducción de la oblea en la cámara principal. Acto seguido se procede al vaciado de la cámara, extrayendo el aire ambiental que podría reducir la eficacia del transporte y además, contaminar la deposición. Los sistemas de pulverización catódica

⁶ 'Physical vapor deposition'

por magnetrón trabajan con presiones entre (0,1-10 mTorr). Bajo estas condiciones se inyecta controladamente un gas inerte que al aplicar una tensión elevada sobre el blanco se ioniza cambiando de estado gaseoso al estado de plasma en la región confinada por el campo magnético. Los iones del plasma son atraídos a la superficie del blanco iniciando un bombardeo contra los átomos de su superficie, de donde como consecuencia algunos átomos son erosionados. Los átomos arrancados se desplazan hacia el sustrato, atraídos por su potencial negativo, donde al llegar se condensan depositando una fina capa de material. En la referencia [8] se puede encontrar una animación del proceso de pulverización catódica por magnetrón que considero ilustrativa y divulgativa.

Todo el proceso descrito anteriormente es únicamente válido para blancos de materiales conductores, el proceso recibe el nombre de ‘DC sputtering’. Si se empleara la misma técnica con blancos no conductores se obtendría una acumulación de cargas positivas en la superficie del blanco. En tal caso, el problema se soluciona aplicando una tensión alterna entre el sustrato y el blanco recibiendo el nombre de ‘RF sputtering’.

En las instalaciones del INESC-MN existen varios equipos capaces de realizar el proceso de pulverización catódica por magnetrón: Nordiko 2000, Nordiko 7000 y UHVII.

- Nordiko 2000

Este equipamiento se encuentra instalado en la zona gris dentro del recinto de la cámara blanca de las instalaciones del INESC-MN. El modelo Nordiko 2000 tiene disponibles hasta 6 blancos diferentes. El sustrato se carga en una pre-cámara, la cual está aislada de la cámara de deposición mediante una trampilla hidráulica previniendo cambios bruscos en la presión. Generalmente el proceso de deposición se realiza bajo presiones cercanas a 9×10^{-9} Torr. Al principio y final de cada proceso, un brazo robot es el encargado de mover la oblea de la pre-cámara a la cámara de deposición y viceversa. Una vez localizado el sustrato en la posición de deposición, un conjunto de imanes permanentes generan un campo de 30 Oe que será el eje principal⁷ del material depositado durante el proceso de deposición definiendo el vector de magnetización de la capa depositada.

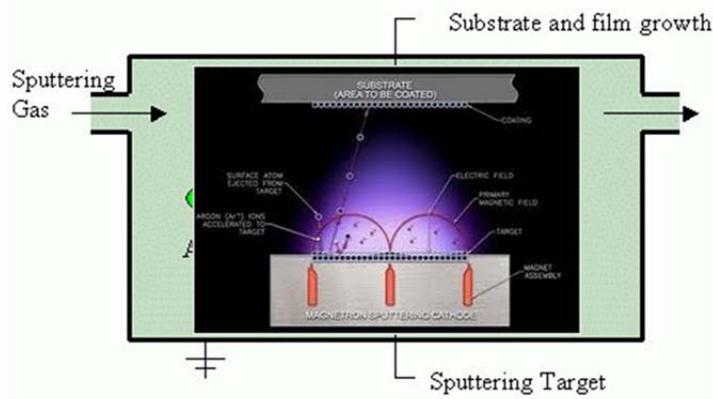


Fig.A-5. Ilustraci3n del proceso de fabricaci3n ‘magnetron sputtering’.

⁷ ‘the easy axis’

- Nordiko 7000

La máquina Nordiko 7000 de la Fig.A-6 es un sistema automático instalado en la zona gris de la cámara limpia de tal forma que el interfaz de usuario está disponible en el interior de la sala blanca. Este modelo se compone de cuatro módulos de proceso, un manipulador y un cargador. Un brazo robot es el encargado de mover la oblea desde el cargador hasta el módulo de proceso deseado. La función de cada módulo es la siguiente:

Módulo 1: 'flash annealing'. No utilizado en esta tesis.

Módulo 2: Pre-grabado. Previo a cada deposición se realiza una limpieza de la oblea para asegurar el mejor contacto posible entre el elemento magnetorresistivo y el material depositado, usualmente TiW(N) o Al.

Módulo 3: Deposición de TiW(N). La deposición de este material protege a las muestras física y químicamente. Además, al presentar un color muy oscuro, actúa como capa anti-reflectante durante el proceso de fotolitografía.

Módulo 4: Deposición de Aluminio. Este material se utiliza para la parte superior de los contactos y el conexionado.



Fig.A-6. Fotografía de la interfaz de usuario del equipamiento Nordiko 7000 desde el interior de la sala limpia.

- Ultra High Vacuum II (UHV2)

El equipamiento UHV2 de la Fig.A-7 es un sistema manual de pulverización empleado para la deposición de Al_2O_3 . Este sistema se compone únicamente de una cámara principal, lo cual significa que cada vez que se introduce o extrae una oblea la cámara debe ser despresurizada. Se necesitan al menos 10 h para alcanzar una presión de trabajo de 10^{-7} Torr y comenzar la deposición. Como gas

inerte se emplea el Argón. A partir del cual se produce la ignición del plasma y la generación de iones.



Fig.A-7. Fotografía del equipamiento UHV2.

b.2 Pulverización por rayo iónico

La deposición por rayo iónico o haz de iones (IBD)⁸, es una técnica empleada para la deposición de láminas finas de material y para fresado o grabado iónico⁹. Los sistemas IBD se componen de dos fuentes de iones, la denominada fuente de deposición se usa para bombardear el blanco, mientras que la fuente de asistencia bombardea directamente el sustrato. Un esquema básico de un sistema IBD se puede ver en la Fig.A-8. Además de las fuentes de iones dispone de un soporte para el sustrato y un cargador de blancos. Las fuentes, el blanco y el sustrato se dice que están en configuración Z por la geometría generada por los rayos.

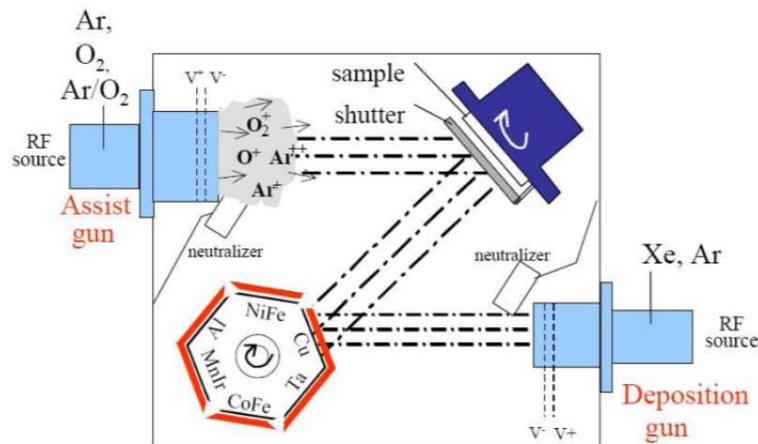


Fig.A-8. Ilustración de una máquina de deposición iónica.

⁸ 'Ion beam deposition'

⁹ 'ion milling'

Esta técnica de deposición es similar a la técnica pulverización catódica por magnetrón, los electrones son liberados del blanco por transferencia del momento entre los iones proyectados y los átomos de la superficie del blanco. La principal diferencia entre la pulverización catódica por magnetrón y la deposición IBD reside en que el plasma en lugar de localizarse en el interior de la cámara de vacío se genera en las fuentes de iones, donde también se aceleran y proyectan. Una antena de microondas produce la formación del plasma y dos electrodos confinan los iones en un rayo. La técnica IBD permite trabajar a presiones menores, típicamente 10^{-8} Torr frente a 10^{-7} Torr necesarios para la pulverización catódica por magnetrón.

En el caso particular de la máquina IBD disponible en el INESC posee un cargador de blancos con forma hexagonal que le otorga la capacidad de albergar hasta seis blancos diferentes. Durante el proceso de deposición solo una de las caras del hexágono está enfocada hacia la fuente de iones mientras que el resto de blancos es protegido por un apantallamiento evitando su contaminación. Recordar que los blancos son piezas de materiales de alta pureza.

El proceso de fresado iónico, 'milling process', consiste en eliminar átomos de la superficie del sustrato. El principio para liberar los átomos es igualmente por transferencia del momento de iones a átomos. Se emplea la fuente de iones de asistencia proyectando los iones directamente sobre el sustrato de forma que esta vez los átomos erosionados son los átomos de la superficie del sustrato y no los del blanco. El sistema dispone de dos neutralizadores encargados de evitar la acumulación de cargas en el caso de usar materiales aislantes. La acumulación de cargas en las proximidades de la fuente podría repeler los iones incidentes bloqueando la trayectoria hacia el sustrato o el blanco. Cuando el proceso se realiza a bajas energías para pre-limpiar la superficie de la oblea antes de una deposición recibe el nombre de pre-grabado.

El soporte del sustrato puede girar permitiendo controlar el ángulo con el cual inciden los átomos del blanco o iones en caso del proceso de fresado. Adicionalmente, el soporte está equipado con unos imanes permanentes que definen el eje magnético principal de la capa depositada. Al principio de todo proceso el sustrato está protegido por una contraventana que se abre cuando las condiciones de vacío y estabilización de los rayos iones es alcanzada.

La cámara limpia de las instalaciones del INESC-MN está equipada por dos máquinas IBD, Nordiko 3000 y Nordiko 3600.

- **Nordiko 3000**

La máquina Nordiko 3000 de la Fig.A-9 es un sistema automático de IBD instalado en el interior de la cámara limpia. Este equipamiento posee una pre-cámara para introducir la oblea, la cámara principal, un soporte para el sustrato, un cargador hexagonal, dos fuentes de iones y dos neutralizadores. Un brazo robot es el encargado de mover el sustrato de una cámara a otra. En las proximidades del soporte para el sustrato se localizan dos imanes permanentes que generan un campo de 40 Oe de intensidad que define el vector de magnetización de la capa depositada. Normalmente la presión de trabajo dentro de la cámara es del orden de 10^{-7} Torr.

- **Nordiko 3600**

La máquina Nordiko 3600 de la Fig.0-10 es de la misma familia que la máquina Nordiko 3000 descrita previamente. La principal diferencia es el tamaño de la cámara, este modelo es considerablemente más voluminoso. A su vez, el tamaño de las obleas que puede manipular es mayor siendo capaz de procesar obleas de hasta 8 pulgadas.



Fig.A-9. Fotografía de la interfaz de usuario (izquierda) y de la cámara de la máquina Nordiko 3000.



Fig.0-10. Fotografías de la máquina Nordiko 3600: interfaz de usuario en el interior sala blanca (izquierda) y cámara principal en el exterior de la sala blanca (derecha).

c) Grabado

El proceso de grabado consiste en eliminar el material fotorresistivo. Dependiendo si el material de la capa fina es depositado antes o después del proceso de fotolitografía. El material fotosensible remanente tiene la misión de proteger la zona donde se desea dejar el material de la capa delgada depositada 'etching', o la misión de arrastrar el material depositado no deseado al eliminar el material fotosensible, 'lift-off'.



Fig.A-11. Fotografía de la zona de trabajo y detalle del baño húmedo instalado en la zona gris de la sala limpia.

c.1 Atacado 'Lift-off'

En el proceso de 'lift-off' ilustrado en la Fig.A-12, el material a estampar se deposita en la oblea tras la fotolitografía. Sumergiendo la oblea en un baño húmedo en la sala gris de la cámara limpia (Fig.A-11) se elimina el material fotorresistivo junto el material depositado encima. La solución empleada es un disolvente del tipo microstrip que se calienta y somete a ultrasonidos para acelerar el tiempo del proceso. Posteriormente la oblea se limpia con alcohol isopropílico y agua desionizada. El último paso es soplar la oblea con una pistola de Nitrogeno para su secado y limpieza.

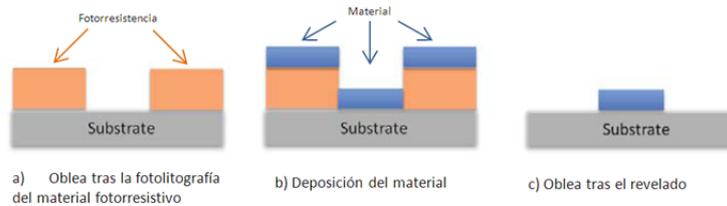


Fig.A-12. Dibujo del proceso de atacado 'lift-off'.

c.2 Atacado 'Etching'

En el proceso de 'etching' ilustrado en la Fig.A-13 el material a estampar se deposita previamente al proceso de litografía. Se trata de un proceso inverso al de 'lift-off', con esta técnica el material es protegido mediante la fotorresistencia. El material es atacado usando la técnica de fresado iónico o por un reactivo químico. Como último paso, el material fotosensible es retirado de las zonas protegidas.

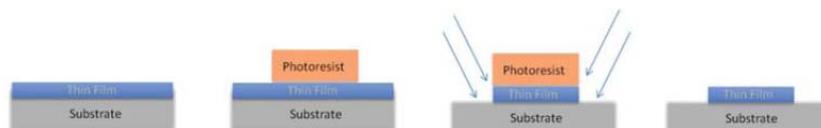


Fig.A-13. Dibujo ilustrativo del proceso de atacado.

d) Troceado de la oblea y ‘wire bonding’

El proceso de microfabricación finaliza con el mecanizado de la oblea para la obtención de los dispositivos individuales. La oblea es troceada con un husillo equipado con una cuchilla de diamante muy fina o hilo de diamante. Posteriormente, las muestras individuales son limpiadas y secadas empleando los métodos descritos en el apartado de preparación de la oblea. En la sala gris de las instalaciones del INESC-MN se dispone de la máquina Disco DAD 321 para realizar este proceso automáticamente.

Finalmente ya fuera de la cámara blanca es necesario interconectar las muestras con su encapsulado o placa de circuito impreso. Este proceso recibe el nombre de ‘wire-bonding’. De entre las posibles técnicas de ‘wire bonding’, en las instalaciones del INESC-MN se emplean cables de reducida sección que se unen al contacto del circuito integrado, encapsulado o placa de circuito impreso mediante aplicación de un impacto. Normalmente las conexiones y los cables son protegidos con una silicona o carcasa de protección.

e) Fresadora

El sensor de corriente propuesto conlleva la mecanización de una protección para el ‘wire bonding’. Estas piezas se fabrican mediante una máquina de fresado capaz de modelar plásticos y metales. El equipamiento de la Fig.A-14 se encuentra fuera de la sala limpia de las instalaciones del INESC-MN.

El diseño 3D de las piezas se realiza mediante un programa de dibujo asistido por ordenador. El dibujo se procesa en cortes 2D, tantos como diferentes profundidades existan, y se programan en la máquina de control numérico.

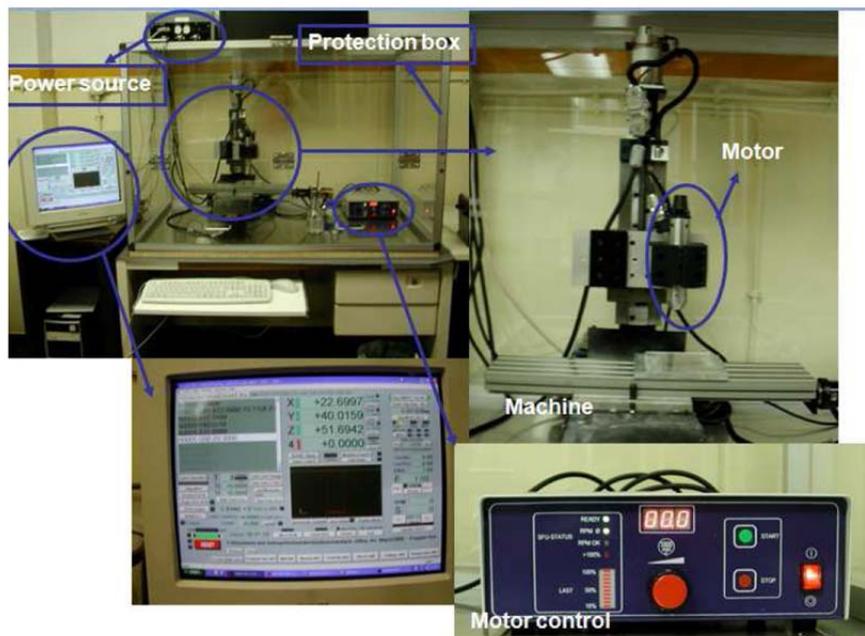


Fig.A-14. Composición fotográfica de varios detalles de la máquina de fresado.

A.2 Conclusiones

Durante la fase de fabricación del sensor de corriente y el detector de Rutenio detallada en el siguiente capítulo, se hará referencia constantemente, a los conceptos expuestos en este capítulo. Aquí, se han introducido los conceptos relacionados con los procesos de microfabricación magnetorresistivos. Para cada uno de ellos se ha intentado exponer una explicación genérica del proceso seguida de una descripción del equipo disponible en las instalaciones del INESC-MN.

La colaboración con el centro de investigación INESC-MN fue imprescindible durante la fase de diseño y microfabricación. Ya no solo por la complejidad de las instalaciones necesarias sino también por la experiencia aportada por el INESC-MN en la selección de la estructura de la válvula de espín utilizada para la implementación del sensor de corriente MR. Además en cuanto al detector de temperatura aportaron la propuesta de investigar el Rutenio como material en lugar del Platino.

A.3 Bibliografía

- [1] J. P. Anselmo, "System to measure synaptic current based on magnetoresistive sensors", Universidade Nova De Lisboa, 2008.
- [2] R. Gandum, "MgO magnetic tunnel junction sensors in full Wheatstone bridge configuration for in-chip current field detection", *Universidade Técnica De Lisboa*, 2010.
- [3] F. Cardoso, "Design, optimization and integration of magnetoresistive biochips", *Universidade Técnica De Lisboa*, 2010.
- [4] A. Guedes, "Hybrid sensors for ultra low magnetic field detection", *Universidade Técnica De Lisboa*, 2010.
- [5] R. C. Jaeger, *Introduction to Microelectronic Fabrication*. Upper Saddle River NJ: Prentice Hall, 2002.
- [6] S. Franssila, *Introduction to Microfabrication*. John Willey & Sons, 2010.
- [7] J. Finklea, J. Mager Stellman, Espanya and Oficina Internacional del Trabajo, *Enciclopedia De Salud Y Seguridad En El Trabajo*. Madrid: Ministerio de Trabajo y Seguridad Social, 2000.
- [8] Heraeus Holding GmbH, "Sputtering process animation", 2013.