



VNIVERSITAT [🔧] DE VALÈNCIA

Tesis Doctoral

DISEÑO, CARACTERIZACIÓN  
Y  
PROPUESTAS DE APLICACIÓN  
DE  
SENSORES GMR  
(*GIANT MAGNETORESISTANCE*)  
EN  
MEDIDA DE CORRIENTE  
A  
NIVEL DE CIRCUITO INTEGRADO

Doctoranda: M<sup>a</sup> Dolores Cubells Beltrán

Director: Dr. Cándid Reig

Valencia, 2013





**Departamento de Ingeniería Electrónica**

*Universitat de València*

Av. Universitat – 46100 Burjassot (Spain)

Phone: +34-9635 44032

FAX: +34-9635 44353

e-mail: [dpto.ingenieria.electronica@uv.es](mailto:dpto.ingenieria.electronica@uv.es)

<http://www.uv.es/die>

Dr. Càndid Reig Escrivà,  
Profesor Titular de la *Universitat de València*

INFORMA:

Que el presente trabajo “Diseño, Caracterización y Propuestas de Aplicación de Sensores GMR (*Giant MagnetoResistance*) en Medida de Corriente a Nivel de Circuito Integrado” ha sido realizado bajo su dirección en el Departamento de Ingeniería Electrónica de la *Universitat de València*, por la Ingeniera en Electrónica M<sup>a</sup> Dolores Cubells Beltrán, dentro del programa de doctorado “Ingeniería Electrónica” regulado por el R.D. 1393/2007, y que constituye su Tesis para optar al grado de Doctora en Ingeniería Electrónica.

Y para que así conste, en cumplimiento de la normativa vigente, se presenta en la *Universitat de València* la referida Tesis Doctoral.

Burjassot, a 5 de septiembre de 2013

Signat: Dr. Càndid Reig



# Agradecimientos

A la hora de abordar esta sección de agradecimientos, me doy cuenta de la cantidad de sentimientos que afloran tras la realización de una tarea de esta magnitud. Más en mi situación en el periodo de la vida en el que me encuentro, me ha resultado muy complicado dedicar mucho tiempo a realizar este trabajo en detrimento mi familia, parte de la cual no entienden que “siempre tenga deberes”.

Mi primer agradecimiento al director de la tesis, Càndid, el cual es mucho más que una simple mención protocolaria. He tenido la gran suerte de compartir y disfrutar de la inmensa ilusión y ganas que le pone a su trabajo, y así entender también cómo es posible conseguir que las muchas y muchas horas empleadas para conseguir resultados hayan sido agradables y llevaderas. Ha sido un largo camino, y en ocasiones difícil, el que hemos tenido que recorrer para llegar al punto donde ahora nos encontramos pero puedo decir, que finalmente ha sido como bien preveía él, mucho más reconfortante que estresante, más entretenido que agobiante, y es que, qué manera de transformar las dificultades y de hacerme crecer ante las adversidades, por todo ello y mucho más, GRACIAS Càndid.

Quiero manifestar mi agradecimiento a algunas personas e instituciones que directa o indirectamente contribuyeron a la realización de esta tesis aunque me sería imposible mencionar a todas. Sí mi especial mención a: Andrea, tu colaboración, consejos y ayuda han sido fundamentales para el desarrollo de la tesis y, aunque nos conozcamos poco tiempo, ha sido el suficiente para forjar una bonita amistad, más allá de la parte académica. Ha sido un placer haberte conocido.

Gracias a la inestimable ayuda del INESC-MN, Lisboa, en la fabricación de los sensores. Al LEII por permitirme hacer uso de su instrumental siempre que lo he necesitado. Y a J. Luis Maestre por el desarrollo del sistema automático de adquisición de datos, para la realización de gran parte de las medidas.

A E. Figueras, de la *Universitat Politècnica de Catalunya* y A. Yúfera, de la Universidad de Sevilla, por los *chips* utilizados en el capítulo de integración.

A B. Zadov y E. Paperno del *Department of Electrical and Computer Engineering* de la *Ben-Gurion University of the Negev*, Beer Sheva, Israel, por el préstamo del sistema de adquisición PXI y el amplificador de bajo ruido, para realizar las medidas de frecuencia y ruido.

Parte de la tesis se ha llevado a cabo en virtud de proyectos: HP2003 / 0123 (Ministerio de Ciencia y Tecnología, España), GV05/150 (*Generalitat Valenciana*), ENE2005-08721-C04/03, ENE2008-06588-C04-04 y GICSERV NGG-229 (Ministerio de Ciencia y la Innovación, España y FEDER) y UV-INV-AE11-40892 (*Universitat de València*).

A todas las personas que han estado apoyándome e incluso de manera inconsciente enseñándome a través de sus propias experiencias: José M. gracias por tus tranquilizadoras charlas, a Julia por el tiempo que me has ahorrado a costa del tuyo, a Vicente E. por tu amistad y apoyo, a Santi compañero y ahora amigo, a todos gracias por estar siempre dispuestos a echarme un cable y a otros muchos compañeros del departamento, que han estado ahí.

En cuanto a los agradecimientos personales es ineludible que son ell@s dos, las dos personitas que me han hecho la persona más feliz del mundo, por las que hago todas y cada una de las cosas, las que hacen que todo cobre sentido y a las que les pido perdón por todo el tiempo que les he dejado de dedicar, durante todo este período.

A mis padres, gracias por animarme a seguir en los momentos que estaba más desanimada y gracias porque, sin vuestro sacrificios, esfuerzo tiempo y dedicación no sería la que soy. A mis herman@s: Tete, Pili, Chusa, Belén, Marien y Dimas tod@s me habéis aportado “algo especial” en el momento que lo he necesitado y habéis sabido comprenderme a pesar de mis rarezas. A mis suegros Fina y Cándid os quiero mucho, qué suerte contar con vosotros, y al resto de familia, a tod@s los que me habéis soportado en esta etapa, gracias por vuestra paciencia, comprensión y ánimo.

A todos mis amigos, en especial a Amparo y Wifredo, los dos pilares morales en los que me he apoyado en los momentos más débiles y sin los cuales no podría haber superado muchos de los “no tan buenos” momentos que me ha deparado esta tesis. A los que me habéis hecho pasar ratos “más alegres”, Bego, Toni, Maite, Iracho, Carlos, Irene, Alicia.

A tod@s ¡Os quiero mucho!

# Índice general

<b>Agradecimientos</b>	<b>III</b>
<b>Resumen</b>	<b>xv</b>
<b>Introducción</b>	<b>1</b>
Motivación . . . . .	1
Antecedentes . . . . .	3
Objetivos . . . . .	6
Metodología . . . . .	7
Estructura del trabajo . . . . .	7
<b>1. Diseño y descripción de los dispositivos sensores</b>	<b>9</b>
1.1. Tecnología GMR considerada . . . . .	9
1.1.1. <i>Spin Valves, SV</i> . . . . .	10
Fundamento . . . . .	10
Deposición . . . . .	12
1.1.2. <i>Magnetic Tunnel Junctions, MTJ</i> . . . . .	12
Fundamento . . . . .	12
Deposición . . . . .	13
1.1.3. Análisis comparativo . . . . .	14
1.2. Concepto del sensor . . . . .	15
1.2.1. Principio de funcionamiento . . . . .	15
1.2.2. Dispositivos elementales . . . . .	17
1.2.3. Puentes resistivos . . . . .	18
Configuración en puente completo de Wheatstone	19
1.3. Proceso de fabricación . . . . .	21
1.3.1. Descripción de las máscaras . . . . .	23
1.3.2. Resultados . . . . .	23

<b>2. Caracterización</b>	<b>27</b>
2.1. Dispositivo experimental . . . . .	28
2.1.1. Instrumentación básica . . . . .	28
2.1.2. Instrumentación específica . . . . .	30
Electroimán. Calibración . . . . .	30
Cámara climática . . . . .	31
2.2. Caracterización estática . . . . .	33
2.2.1. Dispositivos individuales . . . . .	33
Resistencia en función del campo . . . . .	33
Resistencia en función de la corriente . . . . .	35
Modelo numérico de comportamiento . . . . .	37
2.2.2. Puentes de Wheatstone . . . . .	41
Análisis de las resistencias que forman los puentes	41
Tensión de salida en función de la corriente . . . . .	43
2.3. Caracterización en frecuencia . . . . .	46
2.4. Caracterización térmica . . . . .	48
2.4.1. Medida de los parámetros térmicos . . . . .	48
2.4.2. Estimación del auto-calentamiento . . . . .	51
2.5. Insensibilidad a campos externos . . . . .	52
2.6. Análisis del ruido . . . . .	52
2.6.1. Tipos de ruido . . . . .	53
Ruido independiente de la frecuencia . . . . .	54
Ruido dependiente de la frecuencia . . . . .	54
2.6.2. Ruido en los dispositivos <i>spin valve</i> . . . . .	56
2.6.3. Sistema experimental de medida de ruido . . . . .	57
2.6.4. Resultados experimentales . . . . .	60
2.7. Consideraciones sobre aislamiento . . . . .	60
<b>3. Aplicaciones</b>	<b>63</b>
3.1. Aislamiento analógico . . . . .	63
3.2. Medida de potencia . . . . .	65
3.2.1. Principio de medida . . . . .	65
3.2.2. Resultados experimentales . . . . .	68
3.3. Conversión corriente-frecuencia . . . . .	73
3.3.1. Esquemas considerados . . . . .	74
Dispositivo simple . . . . .	75
Puente completo . . . . .	77
3.3.2. Simulaciones con PSpice . . . . .	79
Dispositivo simple . . . . .	79
Puente completo . . . . .	81



3.3.3. Resultados experimentales . . . . .	83
Conversión $I$ - $f$ con dispositivos individuales . . . . .	85
Conversión $I$ - $f$ con puentes completos . . . . .	87
<b>4. Integración monolítica de dispositivos GMR sobre <i>dice</i> de procesos CMOS estándar</b>	<b>91</b>
4.1. CNM-2.5 $\mu\text{m}$ . . . . .	92
4.1.1. Diseño y fabricación de los dispositivos . . . . .	92
4.1.2. Caracterización . . . . .	96
Caracterización magnética . . . . .	96
Caracterización en corriente continua . . . . .	97
Caracterización en corriente alterna . . . . .	97
4.1.3. Medida del ruido . . . . .	98
4.2. AMS-0.35 $\mu\text{m}$ . . . . .	99
4.2.1. Diseño y fabricación de los dispositivos . . . . .	99
4.2.2. Caracterización magnética . . . . .	102
4.2.3. Medida del ruido . . . . .	103
<b>5. Conclusiones y propuestas de futuro</b>	<b>105</b>
5.1. Conclusiones . . . . .	105
5.2. Propuestas de trabajo futuro . . . . .	107
<b>Apéndices</b>	
<b>A. Técnicas de microfabricación</b>	<b>109</b>
A.1. Técnicas de deposición . . . . .	109
A.2. Obtención de capas de óxido . . . . .	111
A.3. Litografía . . . . .	112
<b>B. Hojas de proceso (<i>run sheets</i>) asociadas</b>	<b>117</b>
B.1. Sensores del capítulo 1 . . . . .	117
B.2. Sensores del capítulo 4 . . . . .	117
<b>C. Publicaciones derivadas de esta tesis</b>	<b>127</b>
<b>Bibliografía</b>	<b>131</b>



# Índice de figuras

1.	Medida de corriente eléctrica en pistas integradas mediante el uso de <i>spin valves</i> . . . . .	4
2.	Resultados de puentes de MTJ's para la medida de corriente en circuitos integrados. . . . .	5
3.	Respuesta de sensor diferencial de corriente integrado. . . . .	6
1.1.	Estructura, principio de funcionamiento y distribución de corriente en SV y MTJ. . . . .	11
1.2.	Proceso de fabricación de dispositivos elementales SV y MTJ. . . . .	13
1.3.	Campo magnético inducido por una corriente eléctrica. . . . .	16
1.4.	Esquema básico de funcionamiento de los dispositivos GMR sensores elementales. . . . .	17
1.5.	Configuraciones de sensores resistivos en puentes. . . . .	18
1.6.	Descripción de la geometría de los puentes sensores. . . . .	20
1.7.	Proceso de fabricación del sensor. . . . .	22
1.8.	Máscaras para el diseño de los sensores. . . . .	24
1.9.	Fotografía de uno de los <i>chips</i> encapsulados. . . . .	24
1.10.	Micrografías de los dispositivos que componen cada <i>chip</i> . . . . .	25
2.1.	Capturas de pantalla del <i>software</i> de medida automático basado en LabView. . . . .	29
2.2.	Calibración del electroimán. . . . .	32
2.3.	Obtención del rango de funcionamiento para la magnetorresistencias en función del campo. . . . .	34
2.4.	Valores medidos de las resistencias individuales en función del campo. . . . .	35
2.5.	Valor de MR normalizado de las resistencias individuales en función de la corriente. . . . .	37
2.6.	Esquema del modelo 2D. . . . .	39

2.7. Simulaciones de campo magnético y densidad de corriente.	40
2.8. Mediciones frente a simulaciones-2D resistencia/corriente.	40
2.9. Magnetorresistencias normalizadas de los elementos del puente en función de la corriente. . . . .	43
2.10. Rango de operación DC de los sensores. . . . .	45
2.11. Caracterización en frecuencia de los sensores. . . . .	47
2.12. Análisis térmico. . . . .	49
2.13. Caracterización del auto-calentamiento de los sensores del puente. . . . .	51
2.14. Respuesta de los sensores a campos magnéticos externos. .	53
2.15. Esquema del sistema de medida de ruido. . . . .	58
2.16. Calibración en ganancia del amplificador de bajo ruido. .	59
2.17. Caracterización del sistema de medida de ruido. . . . .	59
2.18. Medida del ruido en <i>spin valves</i> a distintas corrientes. . .	60
2.19. Medida del aislamiento eléctrico de los sensores. . . . .	61
3.1. Dispositivos <i>spin valve</i> como aisladores analógicos. . . . .	64
3.2. Formas de ondas de la tensión, corriente y potencia instantáneas. . . . .	66
3.3. Esquema para la medida de la potencia eléctrica. . . . .	67
3.4. Valores calculados de las limitaciones del sistema. . . . .	69
3.5. Limitaciones calculadas debido al consumo en resistencias distintas a $R_L$ . . . . .	72
3.6. Tensión de salida medida en función de $R_L$ para valores típicos de $V_s$ . . . . .	73
3.7. Tensión de salida medida en función de la potencia consumida en $R_L$ . . . . .	74
3.8. Nivel de ruido medido en el rango de frecuencia de polarización previsto. . . . .	75
3.9. Esquema eléctrico del convertidor $R-f$ considerado. . . . .	76
3.10. Esquema eléctrico del convertidor $V-f$ considerado. . . . .	79
3.11. Resultados simulados del convertidor $R-f$ considerado. . .	80
3.12. Resultados simulados del convertidor $V-f$ considerado. . .	82
3.13. Oscilogramas experimentales de los circuitos convertidores $I-f$ . . . . .	84
3.14. Resultados experimentales para medida de corriente con el convertidor $R-f$ . . . . .	86
3.15. Resultados experimentales para medida de corriente con el convertidor $V-f$ . . . . .	88

4.1. Descripción de la oblea de tecnología CNM-2.5 $\mu\text{m}$ utilizada.	93
4.2. Descripción de las máscaras del postproceso sobre CNM-2.5 $\mu\text{m}$ .	94
4.3. Detalle de las marcas de alineamiento y su aplicación en el postproceso CNM-2.5 $\mu\text{m}$ .	95
4.4. Definición en dos pasos de las <i>spin valves</i> en el postproceso CNM-2.5 $\mu\text{m}$ .	95
4.5. Resultado final del proceso de deposición sobre CNM-2.5 $\mu\text{m}$ .	96
4.6. Resistencia en función del campo medida en <i>spin valves</i> depositadas sobre <i>chips</i> CNM-2.5 $\mu\text{m}$ .	97
4.7. Resistencia en función de la corriente medida en <i>spin valves</i> depositadas sobre <i>chips</i> CNM-2.5 $\mu\text{m}$ .	98
4.8. Respuesta en frecuencia de los elementos depositados sobre <i>chips</i> CNM-2.5 $\mu\text{m}$ .	99
4.9. Oscilogramas experimentales frente a una corriente alterna de 20 mA de pico.	99
4.10. Ruido experimental para <i>spin valves</i> depositadas sobre una región vacía en un <i>chip</i> CNM-2.5 $\mu\text{m}$ .	100
4.11. Ruido experimental para <i>spin valves</i> depositadas sobre pistas de corriente en un <i>chip</i> CNM-2.5 $\mu\text{m}$ .	100
4.12. <i>Die</i> AMS-0.35 $\mu\text{m}$ considerado con indicación de la región de interés.	101
4.13. Detalle de la región útil y descripción de las máscaras del <i>chip</i> AMS-0.35 $\mu\text{m}$ .	102
4.14. <i>Chip</i> AMS-0.35 $\mu\text{m}$ resultante.	103
4.15. Resistencia en función del campo medida en <i>spin valves</i> depositadas sobre <i>chip</i> AMS-0.35 $\mu\text{m}$ .	104
4.16. Ruido experimental para <i>spin valves</i> depositadas sobre <i>chip</i> AMS-0.35 $\mu\text{m}$ .	104
A.1. Técnicas basadas en <i>sputtering</i> .	110
A.2. Técnica <i>Ion Beam Deposition</i> (IBD).	111
A.3. Procesos comparados de litografía estándar y mediante <i>lift-off</i> .	113



# Índice de tablas

1.1. Nomenclatura utilizada para los dispositivos. . . . .	25
2.1. Parámetros de las resistencias individuales en función del campo. . . . .	36
2.2. Parámetros de las resistencias individuales en función de la corriente. . . . .	36
2.3. Resumen de los parámetros medidos y simulados. . . . .	41
2.4. Parámetros característicos de las resistencias de los puentes en función del campo. . . . .	42
2.5. Parámetros característicos de las resistencias de los puentes en función de la corriente. . . . .	42
2.6. Parámetros característicos de las resistencias de los puentes en función del campo. . . . .	44
2.7. Parámetros típicos en DC para los diferentes puentes. . .	46
2.8. Coeficientes de temperatura experimentales. . . . .	50
2.9. Comparativa del ruido equivalente en función de la anchura de la pista. . . . .	61
3.1. Relación de parámetros considerados. . . . .	68
3.2. Valores simulados del circuito $R-f$ , principales resultados.	81
3.3. Valores simulados del circuito $V-f$ , principales resultados.	82
3.4. Principales parámetros del rendimiento de los dispositivos GMR. . . . .	85
3.5. Valores de los componentes del circuito convertidor $R-f$ y resultados experimentales. . . . .	87
3.6. Valores de los componentes del circuito convertidor $V-f$ y resultados experimentales. . . . .	88
3.7. Tabla comparativa de los valores de frecuencia (en kHz) en los casos $R-f$ y $V-f$ . . . . .	89

4.1. Parámetros experimentales de los dispositivos depositados sobre los <i>chips</i> CNM. . . . .	98
4.2. Tecnologías CMOS comunes proporcionadas a través del consorcio Europractice. . . . .	101
4.3. Parámetros experimentales de los dispositivos depositados sobre los <i>chips</i> AMS. . . . .	103



# Resumen

El efecto MagnetoResistivo Gigante (GMR) es un mecanismo de acoplo magnético que se da en estructuras multicapa con espesores de nanómetros. En estos dispositivos, la resistencia varía con la aplicación de un campo magnético externo en unos niveles que permiten su uso como sensores, incluso a temperatura ambiente. Es tal la utilidad de los dispositivos basados en GMR, que sus descubridores fueron galardonados con el Premio Nobel de Física en 2007. La constante evolución que está experimentando esta tecnología está abriendo nuevos campos de aplicación, principalmente relacionados con la medida de pequeños campos magnéticos mediante micro y nano-dispositivos, como la biotecnología y la microelectrónica.

Basándonos en sus inherentes propiedades (alta sensibilidad, pequeño tamaño, ...), en esta tesis se propone y estudia el uso de dispositivos basados en estructuras GMR como elementos sensores de corriente eléctrica a nivel de circuito integrado. Para ello, se han diseñado dispositivos en los que la corriente es conducida mediante pistas de corriente integradas cerca de los elementos sensores, de tal forma que ésta es medida de forma indirecta a partir del campo magnético generado. Nos hemos centrado en estructuras *spin valve*, debido a sus particulares ventajas. Para poder sistematizar su estudio, se han diseñado dispositivos elementales y dispuestos como puentes, con distintas configuraciones geométricas.

Se ha llevado a cabo una caracterización sistemática incluyendo la obtención de sus parámetros básicos (impedancia y sensibilidad) en función del campo magnético y de la corriente circulante. En paralelo, se ha desarrollado un modelo 2D-FEM, para poder analizar mejor su comportamiento. Se han realizado también medidas de comportamiento térmico, en frecuencia, de ruido y de aislamiento para poder determinar cuantitativamente sus rangos de uso.

Se han propuesto varias aplicaciones potenciales como son su uso como aisladores analógicos. La posibilidad de medir potencia eléctrica

ca aprovechando su capacidad multiplicativa tensión-corriente ha sido demostrada en los rangos usuales de consumo de circuitos integrados típicos. También se han propuesto circuitos convertidores corriente-frecuencia para poder ser utilizados en esquemas cuasi-digitales, dada su potencialidad.

Por último, se ha demostrado la compatibilidad de los dispositivos GMR con tecnologías CMOS mediante su integración en dos procesos representativos de las mismas.

# Introducción

En este primer capítulo se hace una breve explicación de la motivación y los objetivos de este trabajo, así como una pequeña presentación a los métodos y tecnologías más comunes para la medida de corrientes eléctricas, particularizando para el caso de pequeñas corrientes, como las que se dan en los circuitos integrados. Se introducirá por primera vez el concepto de dispositivos magnetorresistivos.

## Motivación

El efecto MagnetoResistivo Gigante (GMR, del inglés *Giant MagnetoResistance*) es un mecanismo de acoplo magnético que puede ser obtenido en estructuras multicapa con espesores de nanómetros [1]. En estos dispositivos, a temperatura ambiente, la resistencia varía con la aplicación de un campo magnético externo en unos niveles óptimos para su uso como sensores [2]. Así, hoy en día, la utilidad de los dispositivos basados en GMR está fuera de toda duda, reconocimiento coronado con la concesión del Premio Nobel de Física en 2007 a los introductores del mecanismo [3, 4]. Inicialmente usados en todas las cabezas lectoras de los actuales discos duros, la constante evolución que está experimentando esta tecnología está abriendo infinidad de nuevos campos de aplicación, principalmente relacionados con la medida de pequeños campos magnéticos mediante micro y nano-dispositivos, como la biotecnología y la microelectrónica [2]. A título de ejemplo, podemos indicar que se han utilizado con éxito sensores GMR en análisis de ADN [5], identificación de bacterias [6], medida de ángulos [7], satélites espaciales [8], tratamiento de cáncer [9], medida de corriente eléctrica [10], ...

Por lo que respecta a nuestro interés, estos sensores pueden ser utilizados en aquellos escenarios en los que se requiere de una detección o medida de corriente eléctrica no intrusiva, mediante la medida indirecta

del campo que ésta genera [10]. Este mismo planteamiento ya ha sido llevado a cabo con éxito en la medida de corriente en aplicaciones industriales, haciendo uso de diferentes sensores de campo magnético de estado sólido en diferentes configuraciones [11].

Las ventajas que presentan los sensores GMR en la medida de corriente eléctrica en el orden de miliamperios son:

**Alta sensibilidad.** Se pueden obtener estructuras GMR con sensibilidades 3-4 veces mayores que para el caso de estructuras con magnetorresistencia anisotrópica (AMR) y unas 10 veces mayores que en dispositivos de efecto Hall [12].

**Medida de campos en el plano de las capas.** Tal y como se describirá en el siguiente capítulo, los dispositivos GMR son sensibles a las componente de campo magnético paralelas a las multicapas, que son aquellas generadas por las pistas de corriente integradas.

**Alto nivel de integración.** La tecnología GMR permite generar dispositivos muy pequeños (del orden de  $\mu\text{m}^2$ ), lo que facilita su integración a gran escala.

**Compatibilidad con tecnologías CMOS estándar.** Las técnicas de microfabricación de estos dispositivos (ver Anexo A) no requieren procesos de alta temperatura, por lo que no dañarán los substratos sobre los que se integren.

**Versatilidad en el diseño.** Tanto a nivel tecnológico (posibilidad de definición mediante fotolitografía común) como a nivel eléctrico (un dispositivo GMR es una resistencia cuyo valor depende del campo magnético) el diseño de sensores basados GMR es totalmente flexible, pudiéndose plantearse su uso como resistencias elementales, puentes o matrices de resistencias, en función de la aplicación. Todo el conocimiento generado sobre circuitos de polarización, acondicionamiento y procesado de señales en sensores resistivos tradicionales podrá ser aplicado para los dispositivos GMR.

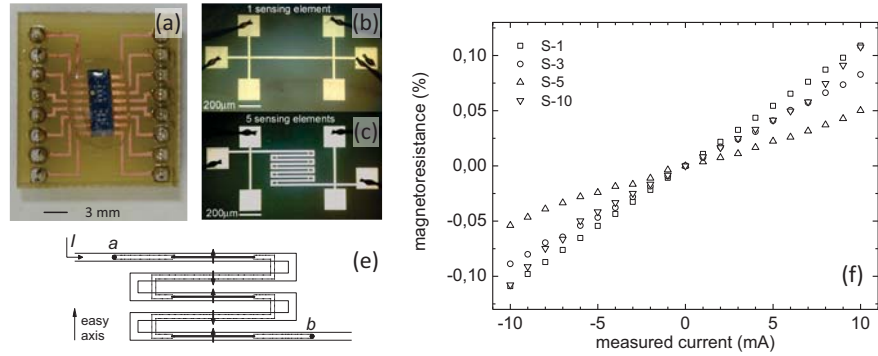
De este modo, estas características de la tecnología GMR están generando numerosos estudios para establecer cuantitativamente la potencialidad de estos dispositivos en aplicaciones que tengan como fundamento la medida no intrusiva de corriente circuitos integrados. Y es en este contexto en el que se sitúa la presente tesis.

## Antecedentes

Los métodos convencionales de medida de corriente eléctrica son ampliamente conocidos, con las ventajas e inconvenientes tradicionalmente aceptados [13]. Si nos restringimos a los métodos no intrusivos (*off-line*), únicamente pueden ser considerados los métodos que involucran acoplos magnéticos, como los basados en el efecto transformador (p.e., bobina de Rogalski) o los que se basan en sensores de campo magnético de estado sólido [11]. Estos últimos, dadas sus bajas pérdidas por inserción, su notable aislamiento eléctrico, su notable ancho de banda y, sobre todo, su reducido tamaño, son los más aconsejables. De hecho, ya se ha demostrado la medida de corriente eléctrica mediante sensores GMR [14, 15, 10, 16]. Si nos centramos en la medida de corriente a nivel de circuito integrado, los requerimientos de los procesos de integración disipan cualquier duda.

La medida de corriente en circuitos integrados (particularmente la de consumo estacionaria ( $I_{DDQ}$ )) ha sido tradicionalmente resuelta mediante el uso de circuitos específicos (es decir, *in-line*) de sensado de corriente integrados (*BICS*, *Built-In Current Sensors*) [17]. Los *BICS* más simples están basados en una resistencia (*shunt*) que puede llevar asociados otros elementos, como amplificadores. Aunque es ésta una solución simple, el uso de *shunts* integrados conlleva una serie de problemas asociados. Obviamente, se trata de una medida no aislada, aunque para tensiones y corrientes bajas este problema es menor. El hecho de que las corrientes sean pequeñas obliga al uso de resistencias considerables, con la consiguiente introducción de pérdidas. Finalmente, la tolerancia en la fabricación de resistencias hace que la calibración de estos sistemas no sea directa. El método más extendido de medida de corriente en circuitos integrados es el que hace uso de espejos de corriente. Estos sistemas pueden ser realizados con pocos componentes, aunque la adaptación de los transistores tiene que ser alta. Tampoco presentan aislamiento y hay que tener cuidado con las referencias de tensión. Finalmente, puede medirse corriente a partir del tiempo de carga y descarga de un condensador. Estos circuitos incluyen necesariamente interruptores y pueden llegar a ser muy complejos y requerir mucha superficie de silicio (los condensadores integrados son grandes) [18].

Los inconvenientes reseñados han catalizado las investigaciones en busca de estrategias *off-line* de medida de corriente en circuitos integrados. El bajo coeficiente de autoinducción ( $L$ ) que pueden alcanzar las bobinas integradas desaconseja totalmente su uso. Por lo que respecta al



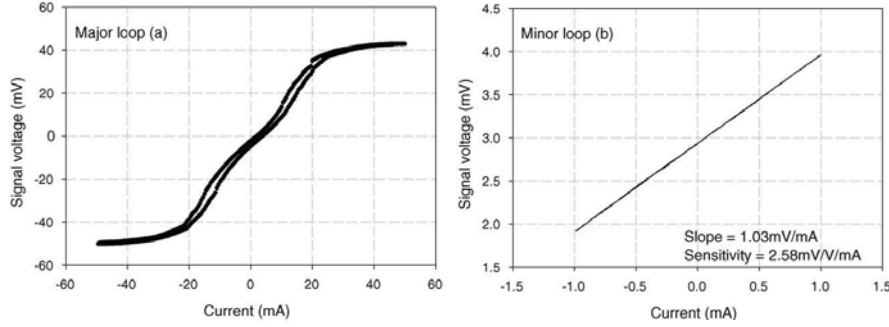
**Figura 1** Medida de corriente eléctrica en pistas integradas mediante el uso de *spin valves* [19].

uso de sensores magnéticos integrados, si bien los basados en efecto Hall pueden ser interesantes, su menor sensibilidad y el hecho de que su eje sensible sea perpendicular al plano del sustrato han limitado enormemente su generalización. Es en este contexto en el que las tecnologías magnetorresistivas, y concretamente las GMR por sus inherentes ventajas las que se están convirtiendo en la opción preferente.

La posibilidad de medir corriente eléctrica en pistas integradas monolíticamente durante el proceso de fabricación de estos sensores fue demostrada por nuestro grupo poco antes del inicio de esta tesis [19]. En este trabajo se proponía el uso de un tipo particular de dispositivos GMR (*spin-valve* especulares) depositadas sobre un sustrato de silicio en el que posteriormente se definieron monolíticamente unas pistas de corriente de  $20\ \mu\text{m}$  de ancho (ver Fig. 1). Como sensores se consideraron resistencias compuestas por varios (de 1 a 10) elementos, que permitían fijar su impedancia entre  $1\ \text{k}\Omega$  y  $10\ \text{k}\Omega$ , aproximadamente.

Estos dispositivos fueron capaces de medir corrientes de pocos miliamperios, presentando una sensibilidad (entendida como cambio en su resistencia en función de la corriente circulante) de aproximadamente  $0.01\ \%/mA$ . Se verificó también que esta sensibilidad no era función de la impedancia del dispositivo. Se observó que con mayor número de elementos la respuesta se desviaba de la linealidad y se reducía el ancho de banda del dispositivo. También se midieron los coeficientes térmicos. Posteriormente, se ensayó la posibilidad de introducir puentes, obteniéndose un sensibilidad de unos  $50\ \mu\text{V}/\text{V}/mA$  [20].

El grupo de Kim le Phan, de *Philips*, hizo uso de uniones túnel



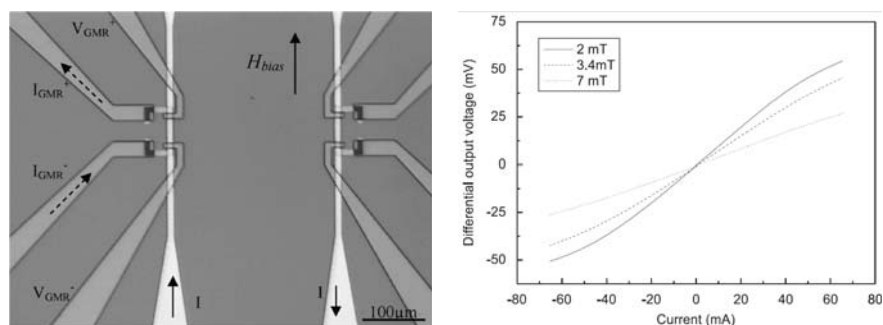
**Figura 2** Resultados de los puentes de MTJ's propuestos por K. Le Phan *et al.* para la medida de corriente en circuitos integrados [21, 22].

magnéticas (*Magnetic Tunnel Junction, MTJ*), otra de las tecnologías GMR para la medida de corriente en circuitos integrados en un par de trabajos [21, 22]. Se propusieron puentes completos basados en MTJ's con varios elementos (5) en serie en cada rama del puente. No se indica la impedancia de los mismos, pero sí que se polarizaron con 400 mV. Los resultados se muestran en la Fig 2.

De estos resultados se desprende que el rango lineal de los mismos es muy reducido y con una histéresis apreciable. Es interesante destacar que en estos trabajos se toma en consideración el ruido electrónico asociado a los mecanismos de transporte en estos dispositivos (se estima un valor de unos  $\sim 9 \mu\text{V}$  para el rango de aplicación propuesto). Con todo, se afirma que la resolución en corriente de estos dispositivos es de  $\sim 5 \mu\text{A}$ . Como aplicaciones derivadas también se han utilizado dispositivos GMR en el diseño de aisladores analógicos [23, 24, 25] y digitales [26, 27].

En [28], el grupo de M. Pannetier-Lecoecur y C. Fermon utilizan dos sensores GMR para medir la corriente de una pista en forma diferencial. En este trabajo se ponen en manifiesto varias cosas. Estos sensores en particular requieren una polarización magnética adicional para mejorar su linealidad, a costa de perder sensibilidad. La sensibilidad está en torno a 0.10-0.15 mV/V/mA. Se indica un ruido de 10-100 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$  a bajas frecuencias.

Por lo que respecta a su integración en procesos CMOS estándar, NVE demostró esta compatibilidad en 1996 partiendo de *chips* con una tecnología BiCMOS de 1.5  $\mu\text{m}$  [29]. Más recientemente (2006) se ha propuesto el uso de *chips* provenientes de procesos CMOS genéricos [30].



**Figura 3** Respuesta del sensor diferencial de corriente integrado propuesto en [28].

## Objetivos

A la luz de la exposición anterior, parece razonable proponer los siguientes como objetivos de esta tesis:

**Diseño de dispositivos.** Diseño de sensores basados en tecnología GMR para la medida de corriente eléctrica en pistas integradas. Se proponen elementos individuales y puentes resistivos. Se plantearán distintas configuraciones geométricas que permitan el análisis de su funcionamiento como puentes de Wheatstone completos.

**Caracterización fundamental.** Obtención experimental de sus parámetros fundamentales de funcionamiento como resistencia, rango de linealidad, sensibilidad, ancho de banda, coeficientes térmicos y nivel de ruido. Se pretende estimar su resolución en corriente.

**Obtención de señales cuasi-digitales.** Ensayo de configuraciones cuasi-digitales que reduzcan su ruido y simplifiquen los circuitos de acondicionamiento.

**Medida de potencia eléctrica.** Aprovechar la capacidad multiplicativa de estos dispositivos para obtener potencia instantánea como producto de tensión por corriente.

**Integración monolítica.** Valoración de la posibilidad de integración monolítica en procesos CMOS estándar no dedicados. Identificar los inconvenientes.



## Metodología

Para la consecución de estos objetivos, se propone una metodología clásica de desarrollo del trabajo de tesis:

**Revisión bibliográfica.** Siendo éste un trabajo tecnológico con una base fuertemente científica, se procederá al estudio del estado del arte tanto de las estructuras GMR fundamentales y sus principios básicos de funcionamiento, como de los avances más recientes en lo que respecta al diseño de los actuales dispositivos. Se analizarán sus ventajas y limitaciones y se optará por aquellos que se adapten mejor a los objetivos anteriormente planteados.

**Diseño de dispositivos.** El diseño de los dispositivos contemplará necesariamente la vocación investigadora del trabajo y tratará de ofrecer diferentes configuraciones que nos permitan obtener una buena colección de características que puedan ser de utilidad en el posterior trabajo de evaluación de aplicaciones. Para ello se utilizará *software* CAD de propósito general y nos apoyaremos en experiencias previas, propias y de otros grupos. En el caso de los diseños para integración monolítica en procesos no dedicados, esta tarea será particularmente relevante.

**Estudio experimental.** Se plantea un conjunto lo más amplio posible de medidas que cubran aquellos aspectos que resultan relevantes para su correcto funcionamiento. En los casos que se estime interesante, se incluirán **análisis** numéricos para una mejor interpretación de los resultados. Se diseñarán los bancos de trabajo y propuestas de aplicación más adecuados para poder explotar las características que presentan estos dispositivos.

Se tratará de ofrecer **conclusiones** cuantitativas interesantes que generen recomendaciones de diseño futuras.

## Estructura del trabajo

Tras la introducción, el desarrollo de la memoria de la tesis se estructurará de la siguiente forma:

En el **Capítulo 1** se describirá con detalle el diseño de los sensores y su principio de funcionamiento. Se presentará la tecnología GMR considerada en los dispositivos. Se explicarán también las configuraciones

utilizadas. Se describirá brevemente su proceso de fabricación, haciendo especial hincapié en el diseño de las máscaras asociadas al mismo.

En el **Capítulo 2** se presentarán y analizarán todas las gráficas obtenidas de la caracterización experimental de los sensores. Se mostrará su dependencia con el campo magnético y con la corriente por las pistas, así como la sensibilidad obtenida. También se analizará su respuesta en frecuencia, su deriva térmica y la distribución espectral del ruido.

En el **Capítulo 3** se harán algunas propuestas que muestren las amplias posibilidades de estos dispositivos en cuanto a su aplicación. Su uso como aisladores analógicos es directo. Se estudiarán con detalle circuitos convertidores resistencia-a-tiempo que nos permitan tener una lectura cuasi-digital de la corriente medida. Esto se hará tanto para elementos GMR como para puentes. También se incluye en este capítulo un estudio pormenorizado de su potencialidad en lo que se refiere a la medida de potencia eléctrica a nivel de circuito integrado, identificando sus limitaciones.

En el **Capítulo 4** se muestran los primeros logros por lo que respecta a la integración monolítica de la tecnología GMR con tecnologías CMOS estándar no dedicadas. Por su popularidad y por la mayor facilidad de acceso se ha considerado la tecnología de  $0.35\ \mu\text{m}$  de Austria Microsystems y la tecnología de  $2.5\ \mu\text{m}$  del CNM-IB.

Finalmente se recogerán las oportunas conclusiones.

# Capítulo 1

## Diseño y descripción de los dispositivos sensores

Para poder realizar un buen diseño de los sensores tendremos que analizar aquellas facetas que determinan su comportamiento, tales como las características de la tecnología en la que se basan, o la configuración eléctrica que se considere.

### 1.1. Tecnología GMR considerada

El grupo de A. Fert [3] en 1988 y el grupo de P. Grunberg [4] en 1989 publicaron por primera vez medidas de lo que denominaron magnetorresistencia “Gigante” en multicapas delgadas de Fe/Cr a temperatura ambiente. Demostraron que la corriente eléctrica en multicapas magnéticas consistentes en una secuencia de capas delgadas magnéticas separadas por capas delgadas metálicas no magnéticas, están fuertemente influenciadas por la orientación relativa de magnetización de las capas magnéticas. La causa de esta variación de la resistencia gigante se atribuye a la dispersión de los electrones en las interfases de las capas. De esta manera, cualquier estructura con este tipo de interfases puede llegar a mostrar comportamiento GMR. Desde entonces, se ha realizado un gran esfuerzo en la búsqueda de estructuras para mejorar este efecto [31].

Uno de los puntos claves en el diseño y desarrollo de dispositivos GMR es la correcta elección de la estructura sensora, ya que esta elección determinará el rango de aplicación del sensor en términos de linealidad, nivel de histéresis, derivas térmicas o capacidad de integración. En

nuestro caso, es deseable que la estructura GMR seleccionada cumpla las siguientes condiciones:

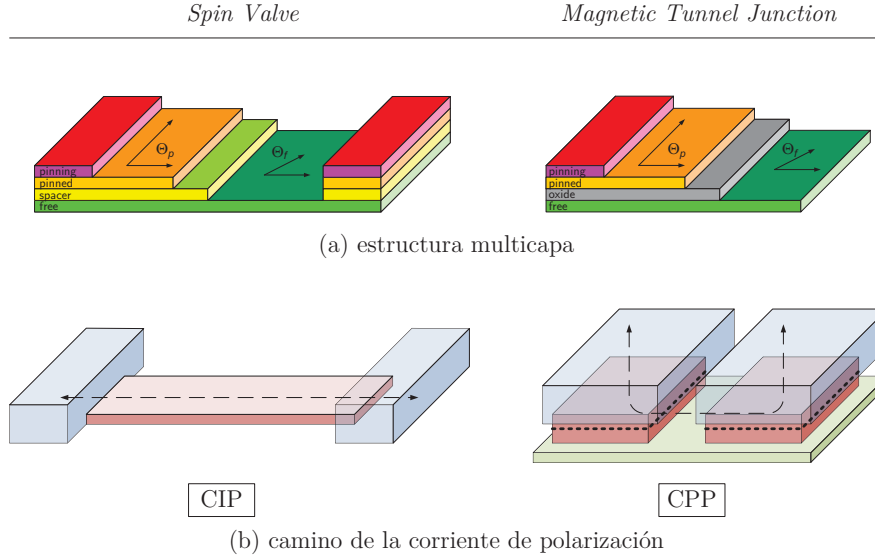
- Presentar una señal de salida adecuada, básicamente por lo que respecta a la intensidad, linealidad y a su relación señal-ruido (SNR).
- Ser sensible a las componentes del campo magnético paralelas al plano de las capas.
- Ser reproducible con sistemas de deposición estándar.
- Ser estable en el rango de utilización previsto, tanto en temperatura como en inmunidad frente a campos magnéticos externos.
- Ser compatibles con tecnologías CMOS estándar.

Ya descartados en la introducción los dispositivos basados en efecto Hall (por su baja sensibilidad y su imposibilidad de medir campos paralelos al sustrato) o los basados en la magnetorresistencia anisotrópica (AMR) (por su baja sensibilidad), de entre todos los tipos de estructuras GMR que se pueden encontrar en la bibliografía, dos de ellas han demostrado sobradamente ser las más adecuadas para aplicaciones como la que nos ocupa: las válvulas de *spin* (*spin valves*, SV) y las uniones túnel magnéticas (*Magnetic Tunnel Junctions*, MTJ) [32]. Ambas cumplen los requisitos que hemos impuesto y se analizan a continuación.

### 1.1.1. *Spin Valves*, SV

#### Fundamento

Las SV son estructuras multicapa compuestas por dos capas ferromagnéticas separadas por una capa espaciadora no magnética, normalmente de Cu. Una de las capas ferromagnéticas (*pinned layer*) tiene su magnetización fija (normalmente establecido mediante una capa de acoplamiento antiferromagnético adicional durante el proceso de deposición) mientras que en la otra (*free layer*), la dirección de magnetización puede rotar libremente. En función de si la capa *pinned* se sitúa por encima o por debajo de la capa espaciadora, hablaremos de SV *top pinned* o *bottom pinned*, respectivamente. La orientación relativa entre estas dos magnetizaciones produce una variación de la resistencia en estos dispositivos debida a la dispersión (*scattering*) del *spin* de los electrones que atraviesan la capa no magnética en las interfases con las capas magnéticas [32]. La explicación gráfica se da en la Fig. 1.1-(a), izquierda.



**Figura 1.1** Estructura, principio de funcionamiento y distribución de corriente en SV y MTJ.

En aplicaciones lineales, se ha demostrado la conveniencia de usar la dirección de estas magnetizaciones en configuración de ‘ejes cruzados’ (*crossed axis*), tal y como se muestra en esta misma Fig. 1.1-(a), izquierda. Para ello, se aplica un campo magnético a  $90^\circ$  durante la deposición. De esta forma, la respuesta de dicha estructura es altamente lineal, es sensible al sentido del campo magnético (detecta su signo) y se reduce la histéresis de manera notable [33].

Para este tipo particular de estructura, la tensión de salida viene dada por [32]:

$$\Delta V = \frac{1}{2} \frac{\Delta R}{R} R_{\square} \frac{iW}{h} \cos(\Theta_f - \Theta_p) \quad (1.1)$$

donde  $\Delta R/R$  es el nivel máximo de magnetorresistencia (5-20%),  $R_{\square}$  es la resistencia pelicular (15-20  $\Omega/\square$ ),  $W$  es su anchura,  $h$  es el grosor,  $i$  es la corriente de polarización, y  $\Theta_f$  y  $\Theta_p$  son los ángulos de magnetización de las capas libre y fija, respectivamente. Si asumimos una magnetización uniforme para ambas capas, se tendría, en caso de configuración en ‘ejes cruzados’,  $\Theta_p = \pi/2$  y  $\Theta_f = 0$ .

Hay que indicar que en estas estructuras la corriente de polarización fluye en el plano de las capas, en lo que se conoce como configuración

CIP (*current-in-plane*, *CIP*), por lo que los contactos deben situarse en los extremos de la estructura (ver Fig. 1.1)-(b), izquierda).

## Deposición

La deposición de estas estructuras puede hacerse mediante procesos a baja temperatura y pueden ser definidas mediante ataque físico selectivo, que reduce de manera importante los posibles daños en el sustrato (ver Fig. 1.2, izquierda). Así, pueden utilizarse tanto la técnica de *sputtering* como la de deposición por haces iónicos (*IBD*, *Ion Beam Deposition*). En ambos casos, la temperatura del sustrato no supera los 150°C durante la deposición. De esta forma, ambas técnicas pueden usar la fotoresina como máscara.

Una estructura SV típica se compone de las siguientes capas: NiFe / CoFe / Cu / CoFe / MnIr, con una grosor de las mismas del orden de pocos nm. Se pueden utilizar ciertas capas adicionales para mejorar la conductividad, incrementar el nivel de MR o facilitar el proceso de litografía.

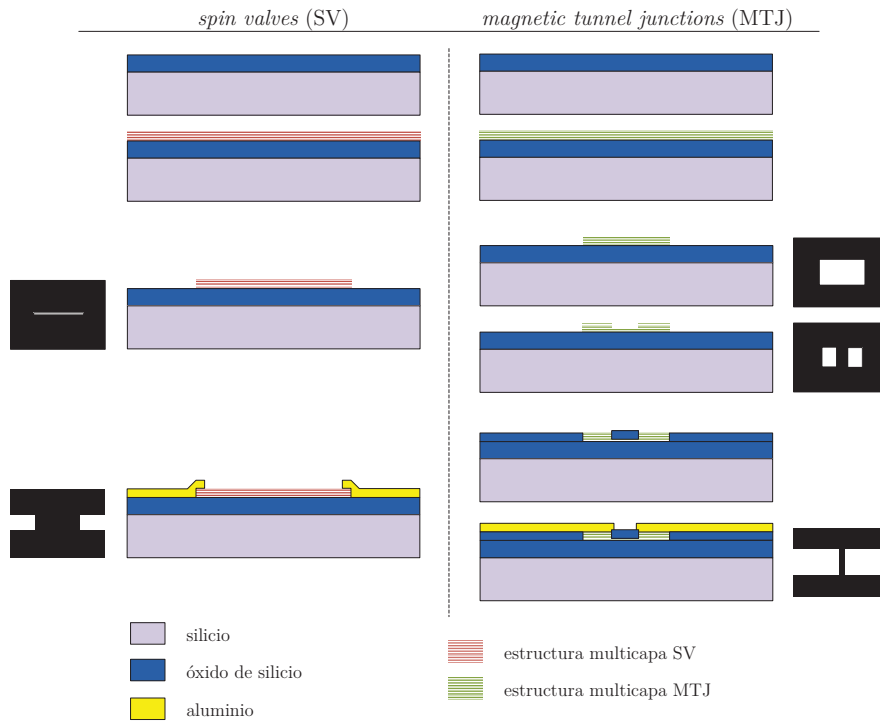
Para fabricar un dispositivo basado en SV se requiere un paso litográfico para definir la estructura, y otro para configurar los contactos (ver Fig. 1.2, izquierda). Habitualmente se realiza un tercer paso litográfico para abrir los *pads* en la capa final de pasivado.

Las características funcionales de las SV están condicionadas por el aspecto geométrico de las mismas. Para conseguir un funcionamiento lineal, se necesitan elementos en forma de ‘tira’ o ‘barra’ de longitud mayor que la anchura. El grosor está condicionado por la multicapa, y no es parámetro de diseño. La anchura mínima de la SV la suele condicionar la resolución del sistema de litografía, y suele tomarse de 2-3  $\mu\text{m}$ . La longitud suele establecerse en función de la impedancia requerida, siendo su valor típico en el rango de 100  $\mu\text{m}$ .

### 1.1.2. *Magnetic Tunnel Junctions, MTJ*

#### Fundamento

Las MTJs se distinguen de las SV en que en este caso la capa no-magnética es aislante en lugar de conductora (ver Fig. 1.1-(a), derecha), por lo que en este caso la corriente de polarización es perpendicular al plano de las capas (*current perpendicular to planes*, *CPP*) y atraviesa la capa aislante por efecto túnel (ver Fig. 1.1-(b), derecha).



**Figura 1.2** Proceso de fabricación de dispositivos elementales SV y MTJ.

Para una estructura como la mostrada en la Fig. 1.1-(a), derecha, considerando también una configuración de ‘ejes cruzados’, la tensión de salida de la misma viene dada por la expresión:

$$\Delta V = \frac{1}{2} \cdot \text{TMR} \cdot i \frac{R \cdot A}{Wh} \cos(\Theta_f - \Theta_p) \quad (1.2)$$

donde TMR es el máximo nivel de magnetorresistencia,  $R \cdot A$  es el factor resistencia por área,  $i$  es la corriente de polarización,  $\Theta_f$  y  $\Theta_p$  son los ángulos de magnetización de las capas libre y fija, y  $W$ ,  $h$  son los parámetros geométricos.

### Deposición

Los dispositivos MTJ típicos están basados en estructuras del tipo: NiFe / CoFe / aislante / CoFe / MnIr. Como capa aislante se puede

utilizar  $\text{Al}_2\text{O}_3$  [12], aunque recientemente se ha demostrado un mejor funcionamiento con el uso de  $\text{MgO}$  [34].

Dada la naturaleza CPP de estas estructuras, se requieren dos pasos litográficos para definir dispositivos útiles. En un primer paso (ver Fig. 1.2, derecha), se define una estructura ‘mesa’. Las regiones activas suelen ser de unas pocas decenas de micras cuadradas. A continuación, se aplica una nueva máscara que define dos pilares que determinan las regiones activas. Normalmente, este ataque no llega a eliminar la capa inferior de la estructura ‘mesa’, que suele utilizarse como electrodo inferior para poder de esta forma disponer de acceso superior a dos terminales de contacto (Ver Fig. 1.1-(b). derecha).

### 1.1.3. Análisis comparativo

Hay ciertos aspectos que diferencian ambas tecnologías (SV y MTJ), y que se describen a continuación para justificar la elección de la más adecuada.

#### Linealidad

Tal y como se indicó en la introducción, las SV presentan generalmente comportamientos más lineales que las MTJ [32]. Este aspecto de las MTJ se ha estado mejorando progresivamente [35], y puede ser considerado en un futuro.

#### Relación señal-ruido

Las MTJ presentan sensibilidades más altas que las SV. Los valores típicos de MR de las SV están ligeramente por debajo del 10 %, mientras que en el caso de las MTJ pueden, en algunos casos, superar el 100 % (para MTJs con  $\text{Al}_2\text{O}_3$ ) o incluso más (para MTJs con  $\text{MgO}$ ). Sin embargo, el nivel de ruido electrónico de las SV es sensiblemente inferior al de las MTJ, para polarizaciones iguales. Para configuraciones típicas de SVs y MTJs, puede demostrarse [32] que:

$$\frac{\text{SNR}_{\text{MTJ}}}{\text{SNR}_{\text{SV}}} \cong 0.29 \frac{\text{TMR}}{\text{MR}} \quad (1.3)$$

es decir, una MTJ sólo será mejor que una SV si su sensibilidad es, como poco, tres veces más alta.

#### Impedancia

La impedancia que presentan los dispositivos SV es, en general,



mayor que la de los MTJ (centenares de Ohm frente a decenas de Ohm, para elementos típicos). A mayor impedancia del dispositivo, menor consumo del sensor resultante.

### Capacidad de integración

Se pueden conseguir elementos MTJs más pequeños que las SV (pocas decenas de  $\mu\text{m}^2$  frente a pocos centenares de  $\mu\text{m}^2$ ), lo cual redundaría en una mayor escala de integración. Para aplicaciones sensoras, esta ventaja se diluye ya que su menor impedancia obliga al uso de varios elementos en serie, con el consiguiente aumento del área.

### Dificultad de fabricación

La definición de las SV se realiza en un solo paso litográfico. Para las MTJ se necesitan dos. Por otra parte, el control del ataque necesario para definir las pilas de las estructuras activas y mantener el electrodo inferior es crítico ya que, tanto por exceso como por defecto, puede dañar irreversiblemente la estructura.

Por todo lo anteriormente descrito se ha considerado que la tecnología SV se adecúa mucho más a nuestros particulares requerimientos.

## 1.2. Concepto del sensor

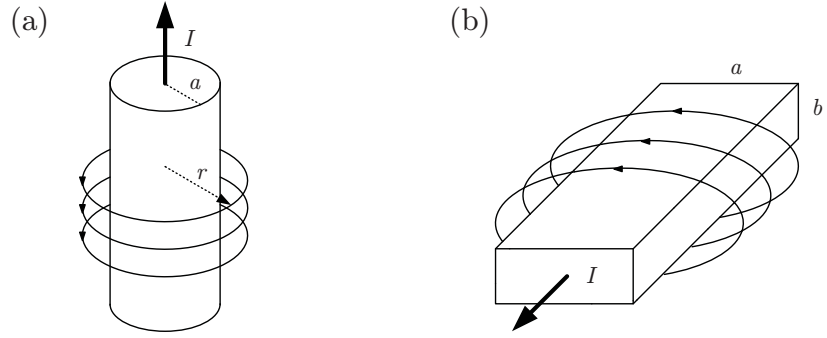
El fundamento de nuestro planteamiento consiste en situar un elemento GMR sensor de campo magnético miniaturizado cerca del flujo de corriente eléctrica que se desea medir, y aislado de él, de tal forma que se tenga una medida indirecta de la corriente que lo produce, tratando de minimizar los efectos no deseados.

### 1.2.1. Principio de funcionamiento

Cuantitativamente, el campo magnético introducido por una corriente eléctrica  $I$ , fluyendo a través de un cilindro conductor infinito (Fig. 1.3-(a)), puede describirse por la Ley de Ampère, en la forma:

$$\oint \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = I$$

donde  $\mathbf{H}$  es la intensidad de campo magnético,  $I$  es la intensidad de corriente eléctrica y  $d\mathbf{l}$  es un sección infinitesimal del lazo de la integral.



**Figura 1.3** Campo magnético inducido por una corriente eléctrica circulando: (a) por un hilo conductor infinito, (b) por una pista conductora infinita.

Cuando la integral se resuelve para una distancia dada  $r > a$ , los vectores  $\mathbf{H}$  y  $d\mathbf{l}$  son paralelos, obteniéndose:

$$H(r) = \frac{I}{2\pi r} \quad (1.4)$$

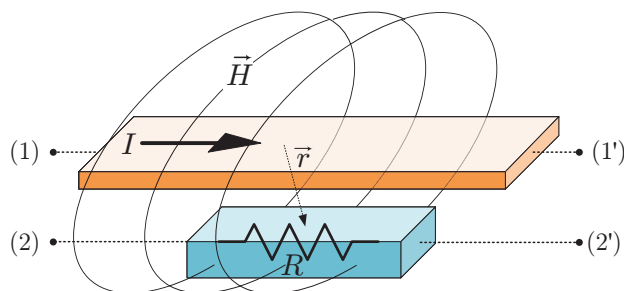
Si se considera el campo magnético inducido por una tira conductora metálica perfecta, como la mostrada en la Fig. 1.3-(b), como la que nos encontraremos en los circuitos integrados, se puede escribir entonces que:

$$\mathbf{H}(\mathbf{r}) = \frac{1}{4\pi} \int_V \frac{\mathbf{J}(\mathbf{r}') \times \mathbf{R}}{r^3} dv$$

donde

$$\mathbf{R} = \mathbf{r} - \mathbf{r}'; R = |\mathbf{R}|$$

De esta forma, se puede tener la relación entre la densidad de corriente eléctrica, dependiendo de la forma del conductor específico y el campo magnético generado en cualquier punto del espacio. Esta relación va a resultar extremadamente útil. Desde un punto de vista intuitivo, viendo la distancia en el denominador, el campo magnético, obviamente, decrece con la distancia. Desde el punto de vista matemático, se tiene una potente herramienta para poder desarrollar modelos numéricos de comportamiento, como el presentado en [36].



**Figura 1.4** Esquema básico de funcionamiento de los dispositivos GMR sensores elementales.

### 1.2.2. Dispositivos elementales

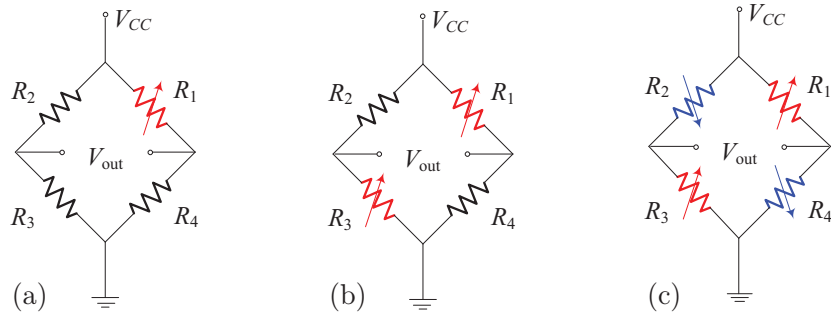
Un dispositivo que recogiera la idea anteriormente expresada tendría un esquema básico como el mostrado en la Fig. 1.4.

Aceptando que se dispone de la tecnología para llevarlo a cabo, el problema radica en hacer pasar una corriente eléctrica a través de una pista conductora cerca de la posición de nuestro elemento sensor. Como puede observarse, ya se ha asumido que se trata de un sensor GMR. Estando en su rango de influencia, la resistencia del elemento medida entre (2) y (2') variará con el campo magnético generado por la corriente que circula de (1) a (1'). Planteado de esta forma, este dispositivo elemental puede ser tratado como un cuadripolo y entendido como una resistencia dependiente de corriente. Es decir:

$$R = f(\mathbf{B}) \rightarrow R = f(I)$$

Por lo que respecta a la configuración geométrica del elemento sensor, hay que resaltar que, dado que las estructuras GMR sólo son sensibles en un eje, esta distribución dará una respuesta óptima. La situación superior o inferior del dispositivo respecto de la pista de corriente es, en principio, irrelevante, salvo por el signo del campo. En cualquier caso, se debe garantizar una buena planaridad de la superficie sobre la que se deposite la estructura.

El uso de sensores resistivos tiene un amplio rango de aplicación siempre que su fabricación sea controlable. Una vez obtenido el dispositivo, se puede hacer uso de todo el cuerpo de conocimiento existente sobre circuitos de polarización, acondicionamiento y procesamiento de señales en



**Figura 1.5** Configuraciones de sensores resistivos en puentes:  
 (a) único elemento variable; (b) semipuente;  
 (c) puente completo.

sensores resistivos de propósito general, y adaptarlos con ciertas particularizaciones al caso de sensores GMR [37].

### 1.2.3. Puentes resistivos

Aunque puede usarse una única resistencia como elemento sensor, o un divisor de tensión, la configuración en forma de puente es siempre una buena recomendación como primer paso en un proceso de acondicionamiento de sensores resistivos. En este caso, se obtendrá la salida diferencial como una función de la variación de la resistencia, y la impedancia de entrada es fácilmente calculada desde el circuito paralelo. Se pueden usar unas u otras configuraciones de puente dependiendo del caso considerado o de los requerimientos particulares (Fig. 1.5).

**Un único elemento.** Como se muestra en la figura, podemos tener cuatro resistencias en un puente con idéntico valor nominal, siendo sólo una de ellas activa, por ejemplo,  $R_2 = R_3 = R_4 = R$ ;  $R_1 = R \pm \Delta R$ . En este caso el voltaje de salida viene dado por:

$$V_{\text{out}} = V_{CC} \frac{\Delta R/R}{2(2 + \Delta R/R)} \quad (1.5)$$

Se observa fácilmente que la relación no es lineal y que esta configuración sólo se usa en aquellos casos particulares en que las demás no son viables.

**Semipunte.** En este caso, dos de las resistencias en el puente son sensibles:  $R_2 = R_4 = R$ ;  $R_1 = R_3 = R \pm \Delta R$ . El voltaje de salida es ahora:

$$V_{\text{out}} = V_{CC} \frac{\Delta R/R}{2 + \Delta R/R} \quad (1.6)$$

De nuevo la señal de salida es no lineal, pero es dos veces el valor previo. Para pequeñas variaciones de resistencias ( $\Delta R/R \ll 1$ ) tendremos la siguiente expresión lineal:

$$V_{\text{out}} = V_{CC} \frac{\Delta R/R}{2} \quad (1.7)$$

**Puente completo.** Cuando hacemos activas las resistencias apareadas, obtenemos la configuración de puente completo  $R_1 = R_3 = R \pm \Delta R$ ;  $R_2 = R_4 = R \mp \Delta R$ . Esta última configuración, cuando sea posible es preferida, debido a su linealidad y alta señal de salida. En concreto, en este caso:

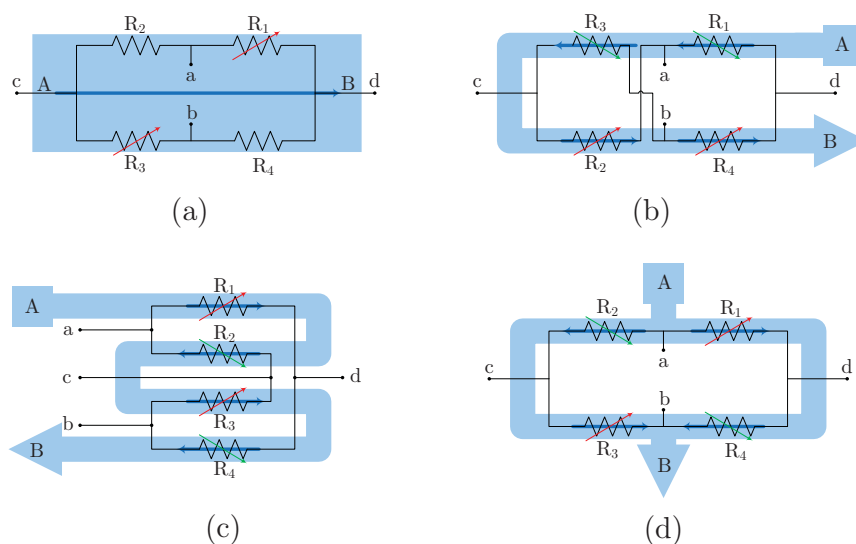
$$V_{\text{out}} = V_{CC} \Delta R/R \quad (1.8)$$

### Configuración en puente completo de Wheatstone

La realización práctica de las anteriores configuraciones requiere de un análisis previo. Dado que se va a medir corriente eléctrica, los elementos sensores deberán colocarse en la zona de influencia del flujo de corriente, pero evitando interferencias externas, por lo que se abren diversas opciones, que se detallan en la figura 1.6.

La Fig. 1.6-(a) muestra una configuración en semipunte, en la que dos elementos son sensibles y dos son fijos. Esta configuración requerirá únicamente el uso de dispositivos sensibles ( $R_1$  y  $R_3$ ) a uno de los sentidos del campo, por lo que se simplifica el proceso de fabricación. Los otros ( $R_2$  y  $R_4$ ) pueden ser fijos o situarse fuera del campo generado por la pista o ser apantallados [10]. Mediante un proceso de dos pasos, haciendo  $R_2$  y  $R_4$  sensibles al sentido inverso del campo, puede conseguirse también un comportamiento de puente completo [15].

Puede obtenerse un comportamiento de puente completo mediante la configuración (b) de la Fig. 1.6. El camino en 'C' de la corriente y la conexión cruzada de las resistencias que forman el puente consiguen este efecto [35]. Esta configuración cruzada de las resistencias del puente dificulta notablemente su integración por la necesidad de las vías.



**Figura 1.6** Descripción de la geometría de los puentes sensores.

Se proponen dos configuraciones que traten de paliar los inconvenientes anteriores, una denominada serie (Fig. 1.6-(c)) y otra paralela (Fig. 1.6-(d)). En ambos casos, la corriente fluye de izquierda a derecha sobre  $R_1$  y  $R_3$  y en sentido opuesto sobre  $R_2$  y  $R_4$ . De esta manera, el campo magnético generado por el flujo de la corriente es paralelo o anti-paralelo a la capa fija del eje fácil respectivamente. De este modo, el campo magnético fuerza al vector de magnetización de la capa libre, inicialmente perpendicular al campo magnético a seguirlo. Por tanto, cuando la corriente es conducida a través de los terminales  $A$  y  $B$ , y dependiendo del signo, las resistencias  $R_1$  y  $R_3$  aumentan/disminuyen sus valores y las resistencias  $R_2$  y  $R_4$  disminuyen/aumentan los suyos, obteniéndose así el comportamiento de puente completo esperado. El sensor será alimentado a través de los terminales  $a$  y  $b$ , y la medida se tomará entre los terminales  $c$  y  $d$ .

Una configuración similar fue ensayada con una tecnología mixta IC/PCB para sensores de corriente [33]. Hay que destacar que con este diseño en particular, las cuatro resistencias sensoras son depositadas y definidas a la vez, con idéntico eje de sensibilidad, minimizando así las diferencias físicas y eléctricas entre ellas. Esta propiedad única debería mejorar la actuación de los parámetros relacionados, tales como la tem-

peratura de deriva y la inmunidad a campos magnéticos externos.

### 1.3. Proceso de fabricación

Los dispositivos utilizados en el presente estudio fueron fabricados en las instalaciones de la sala limpia del INESC-MN en Lisboa. El esquema detallado del proceso de fabricación en ambas estructuras se puede ver en la figura 1.7. En el apéndice A se describen brevemente las técnicas de fabricación que se utilizaron.

#### (1) Deposición del óxido inicial.

Se partió de una oblea de silicio de 3 pulgadas de diámetro sobre la que, tras un procedimiento de limpieza, se depositó una capa de óxido (1500 Å de SiO<sub>2</sub> por *sputtering*) para aislar el sustrato.

#### (2) Deposición de la estructura SV.

La estructura SV se depositó mediante IBD (*Ion Beam Deposition*). La configuración de la estructura fue: Ta(20 Å) / NiFe(30 Å) / CoFe(20 Å) / Cu(22 Å) / CoFe(25 Å) / MnIr(60 Å) / Ta(40 Å) (*top pinned*). La estructura se protegió con una capa de 150 Å de Ti<sub>10</sub>W<sub>90</sub>(N) depositada por *sputtering*. Las velocidades de deposición fueron de 0.3 a 0.6 Å/s. Se aplicó un campo magnético de 40 G durante el proceso de deposición para fijar el eje de sensibilidad. El sustrato se rotó 90° entre la deposición de la capa inferior y la superior para establecer la configuración de ejes cruzados.

#### (3) Primer paso de litografía: máscara L1SV.

##### Definición de los elementos.

Se diseñaron las SV como elementos activos de 3 µm × 200 µm mediante litografía de escritura directa (*direct writing*) para posteriormente ser definidas mediante ataque físico selectivo (*ion milling*).

#### (4) Segundo paso de litografía: máscara L2MET.

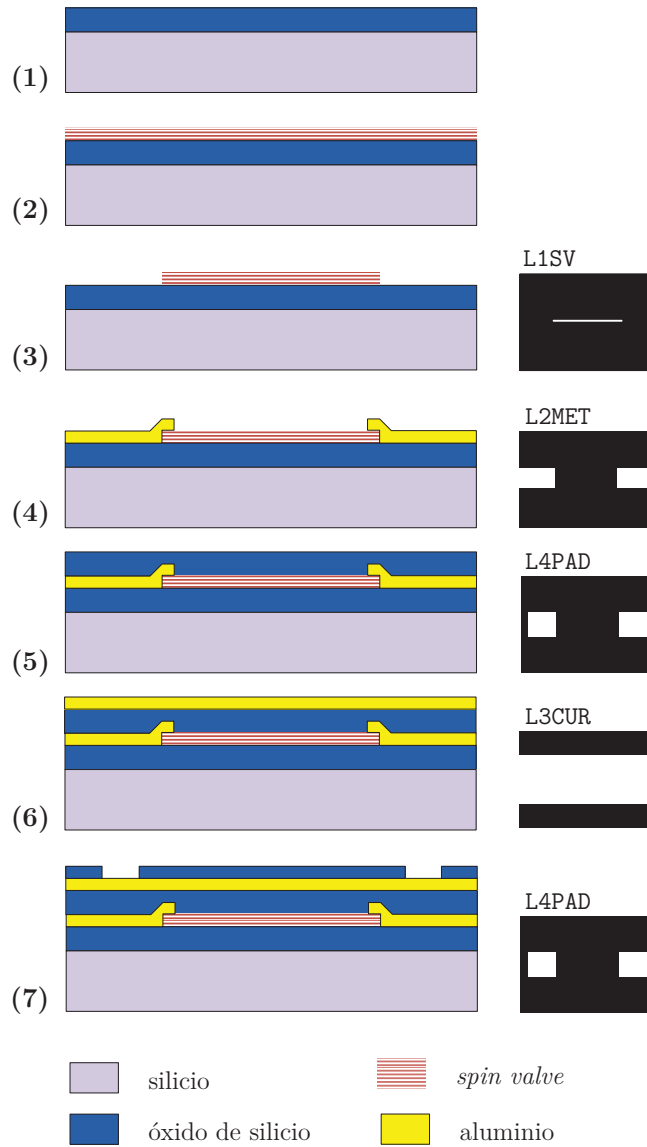
##### Definición de los contactos.

Los contactos entre elementos SV fueron definidos por *lift-off* usando una capa de 150 nm de Al<sub>98.6</sub>Si<sub>1.0</sub>Cu<sub>0.4</sub>, con una capa adicional de 150 Å de Ti<sub>10</sub>W<sub>90</sub>(N).

#### (5) Tercer paso de litografía: máscara L4PAD.

##### Definición *pads* de contactos y deposición de aislamiento.

Como paso previo a la deposición de la capa de óxido (SiO<sub>2</sub>,



**Figura 1.7** Proceso de fabricación del sensor.

250 nm, *sputtering*) necesaria para aislar los elementos (y sus contactos) se definieron los *pads* asociados a estos contactos. Se depositó la capa de óxido y se abrieron los contactos mediante *lift-off*.



**(6) Cuarto paso de litografía: máscara L3CUR.****Definición de las pistas de corriente.**

Se depositaron las pistas de corriente (250 nm) de  $\text{Al}_{98.6}\text{Si}_{1.0}\text{Cu}_{0.4}$ , 150 Å -  $\text{Ti}_{10}\text{W}_{90}(\text{N})$ ) y se definieron mediante *lift-off*.

**(7) Quinto paso de litografía: máscara L4PAD.****Apertura de todos los *pads* y pasivación.**

Finalmente se depositó una capa de pasivación de 150 nm de  $\text{Al}_2\text{O}_3$  sobre la que se abrieron todos los *pads* mediante *lift-off*.

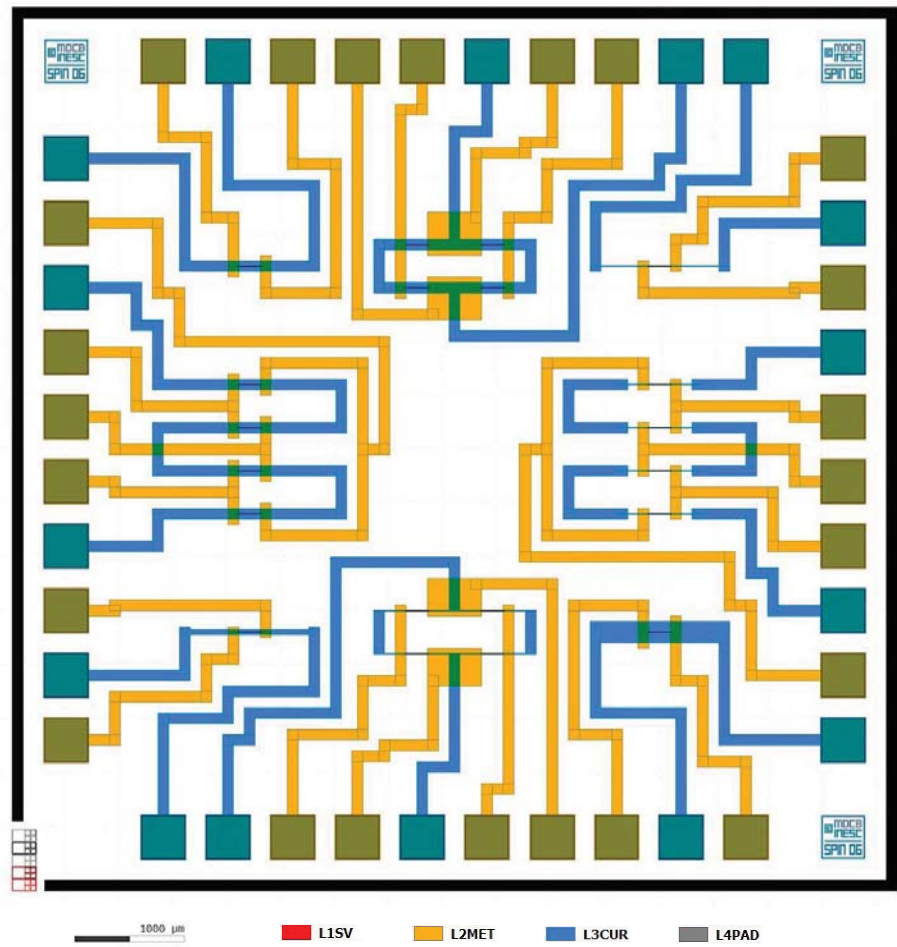
**1.3.1. Descripción de las máscaras**

Las máscaras diseñadas deben ser transferidas al sistema de fotolitografía correspondiente. En este caso se trata de un sistema de escritura directa que acepta, previa conversión a su notación binaria propia, ficheros con formato GDS-II. De esta forma, hemos podido utilizar AutoCAD para poder generar las máscaras, dado que existen herramientas libres para poder convertir archivos *.dxf* en archivos *.gds*. Entregando estos archivos *.gds*, el personal de la sala limpia ya era capaz de gestionarlos y llevar a cabo todos los pasos de fabricación, según la hoja de proceso (*run sheet*) establecido.

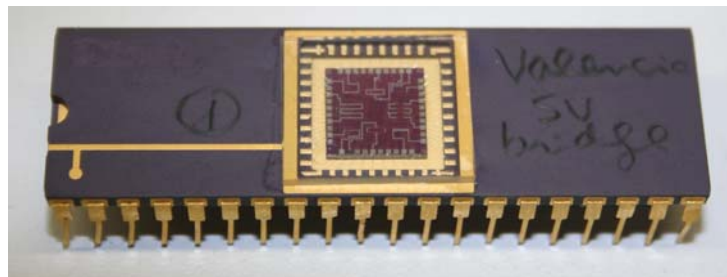
En la figura 1.8 se muestra con detalle el juego de máscaras diseñado. Su tamaño total es de 8.2 mm × 8.2 mm. Con estas máscaras, cada *chip* contendrá cuatro resistencias elementales (situadas en las esquinas) y cuatro puentes (situados entre las resistencias individuales). Los elementos SV pueden observarse centrados en las pistas de corriente. También pueden observarse los distintos grosores de las pistas de corriente asociadas a cada dispositivo. Dado que éstos dispositivos serán utilizados frecuentemente a lo largo del trabajo, se ha decidido nombrarlos usando la nomenclatura detallada en la tabla 1.1.

**1.3.2. Resultados**

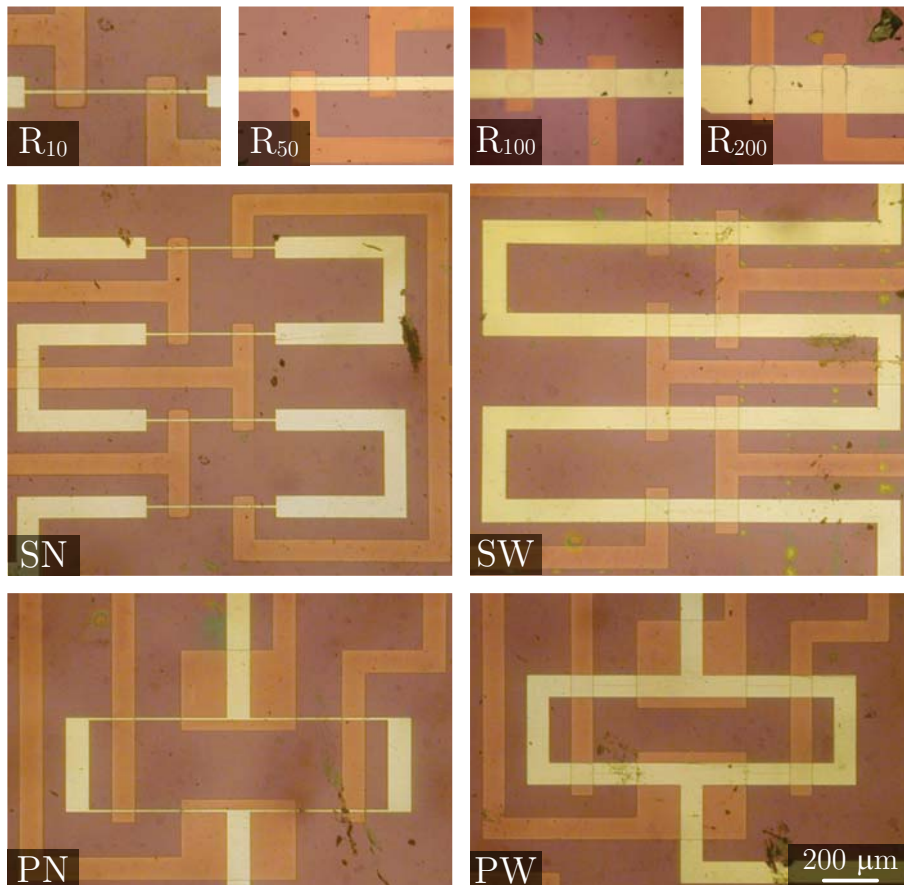
Se enviaron estas máscaras junto con las correspondientes hojas de proceso (ver apéndice B), y se fabricaron los dispositivos. Para su correcta caracterización, estos *chips* se soldaron y encapsularon en porta-*chips* (*chip carriers*) dip-40, tal y como se muestra en la figura 1.9. En la figura 1.10 se muestran las micrografías de todos los dispositivos SV que componen cada *chip*.



**Figura 1.8** Máscaras para el diseño de los sensores. Pueden distinguirse los dispositivos elementales y los puentes.



**Figura 1.9** Fotografía de uno de los *chips* encapsulados.



**Figura 1.10** Micrografías de los dispositivos que componen cada *chip*.

	RESISTENCIAS			
Símbolo	$R_{10}$	$R_{50}$	$R_{100}$	$R_{200}$
Ancho de pista	10 $\mu\text{m}$	50 $\mu\text{m}$	100 $\mu\text{m}$	200 $\mu\text{m}$
	PUENTES			
Símbolo	SN	SW	PN	PW
Ancho de pista	10 $\mu\text{m}$	100 $\mu\text{m}$	10 $\mu\text{m}$	100 $\mu\text{m}$

**Tabla 1.1** Nomenclatura utilizada para los dispositivos.



## Capítulo 2

# Caracterización

Una vez expuesto el diseño, descripción y proceso de fabricación de los sensores magnetorresistivos que se va a utilizar, en este capítulo se va a tratar de caracterizarlos, tanto en continua como en alterna, así como estudiar su dependencia térmica y magnética, de modo que conocido su rango de funcionamiento servirá para en las aplicaciones posteriores (se describirán en el capítulo 3) saber en qué zona se puede trabajar en régimen lineal. A fin de conseguir este propósito por cada una de las magnetorresistencias internas de los sensores, tanto las individuales como las dispuestas en configuración de puente de Wheatstone, se hace circular por la pista a sensar un barrido de corriente DC de una magnitud que dependerá del sensor a caracterizar.

Las propiedades que presentan estas estructuras dependen principalmente de la estructura multicapa que se utilice, pero también las características del dispositivo en el que estén integrados (substrato, encapsulado, ...). Inicialmente, es ineludible disponer de las curvas características típicas  $R-B$ ,  $R-I$  (resistencia frente a campo magnético o corriente, en función de la aplicación). Estas medidas son fundamentales para detectar posibles problemas en la fabricación, establecer el rango de uso de las mismas y obtener los parámetros cuasiestáticos para su análisis numérico. Por otra parte, y para las aplicaciones consideradas en el presente trabajo, será de interés particular la medida experimental de los coeficientes térmicos de estos dispositivos. Estas variaciones térmicas son encontradas de forma natural en los ambientes bio-tecnológicos (temperatura ambiente, en un tejido, variaciones por reacciones endo u exotérmicas, ...). Además se debe hacer especial hincapié sobre el ruido, ya que éste es el efecto que limita la detectividad en este tipo de disposi-

tivos. Los tipos de ruido que aparecen en los dispositivos GMR son ruido de tipo  $1/f$ . Esta densidad de ruido en función de la frecuencia puede ser caracterizada mediante el uso de un amplificador de bajo ruido y un analizador de espectros [38].

## 2.1. Dispositivo experimental

Para la obtención de todas estas curvas características se va a hacer uso de diversos instrumentos, que van a ser descritos a continuación, convenientemente agrupados.

### 2.1.1. Instrumentación básica

Se incluyen aquí los instrumentos básicos utilizados y sus características más destacables.

#### Fuentes de alimentación

Se utilizaron fuentes de propósito general de Tektronix (PS2521G) y de Agilent (E3600). Para las medidas de ruido, tal y como se indicará, se utilizaron baterías recargables.

#### Fuente de corriente

Se hizo uso de una fuente de corriente programable Keithley 220, capaz de proporcionar una corriente continua de hasta  $\pm 100$  mA, con una resolución de 1 nA.

#### Generadores de señal

Como generadores de señal se contaba con los modelos 33120A de HP (15 MHz) y 3390 de Keithley (50 MHz).

#### Multímetros de sobremesa

Se disponía de los modelos Agilent 34401A y Keithley 2000, ambos de  $6\frac{1}{2}$  dígitos. Eventualmente se hizo uso de multímetros de mano, de la casa Fluke.

#### Sistema de adquisición

Se utilizó el sistema de adquisición de datos de HP 34970A, que dispone de un módulo con 22 canales de adquisición, de los cuales se aprovecharon cuatro, suficientes para nuestras medidas particulares.

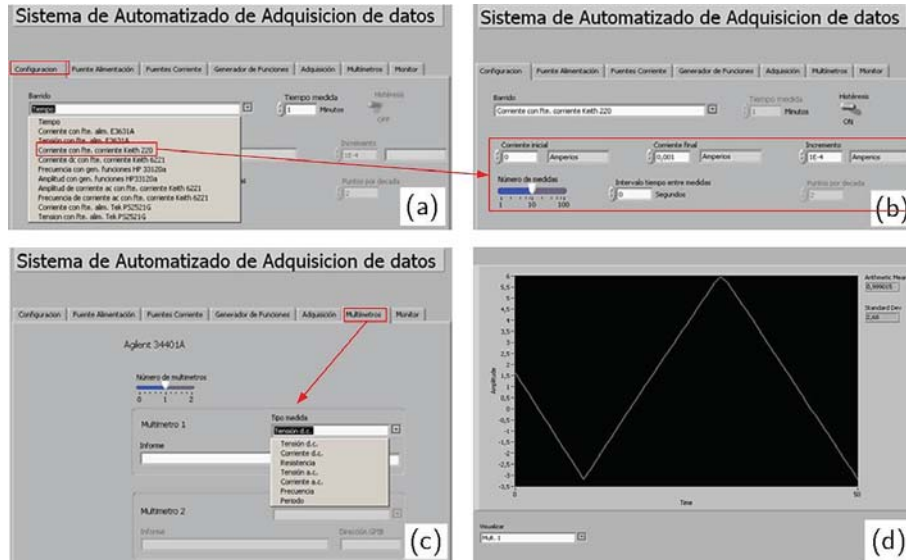


Figura 2.1 Capturas de pantalla del *software* de medida automático basado en LabView.

## Osciloscopios

Para las medidas en frecuencia se utilizó un osciloscopio Tektronix TDS30304 de 4 canales hasta 300 MHz, con posibilidad de uso de sondas activas. Como sonda de corriente se utilizó una Tektronix TCP202 con 50 MHz de ancho de banda y una sensibilidad máxima de 10 mA/div. También se hizo uso de una sonda diferencial con 1 MHz de ancho de banda y distintas ganancias, hasta una sensibilidad máxima de 10  $\mu$ V/div. También se dispuso de un osciloscopio con cuatro canales totalmente diferenciales Tektronix TPS2024B.

Para la realización automática de las medidas se contó con una interfaz desarrollada sobre LabView que realiza el control de la mayoría de los instrumentos a través del protocolo GPIB, tal y como se muestra en la Fig. 2.1.

Dicho *software* contempla la posibilidad de hacer distintos tipos de medida tales como barridos en corriente, en tiempo, en tensión, en frecuencia ... programables virtualmente sobre casi todos los instrumentos utilizados en esta tesis. En la Fig. 2.1 (a) se muestra como ejemplo la selección de un barrido en corriente mediante la fuente Keithley 220. Tras ello, se puede seleccionar el rango del barrido (Fig. 2.1 (b)). A continuación se le indica al sistema qué magnitud se pretende medir

(tensión, corriente, frecuencia ...) y qué aparato debe medirla (multímetros de sobremesa o sistema de adquisición) (Fig. 2.1 (c)). Finalmente (Fig. 2.1 (d)), se muestra el resultado gráfico que se guarda de igual forma en archivos tipo texto que pueden ser importados directamente por cualquier *software* de representación de datos en gráficas. Este *software* fue desarrollado por J.L. Maestre para su proyecto final de carrera [39].

### 2.1.2. Instrumentación específica

Se describe a continuación el instrumental específico que se ha utilizado para la caracterización de los sensores, concretamente para su caracterización magnética y su caracterización térmica. La descripción del sistema de medida del nivel de ruido se deja para su apartado particular.

#### Electroimán. Calibración

Para estudiar su comportamiento con el campo magnético, se usó un electroimán alimentado con la fuente de corriente programable. En nuestro caso hicimos uso del modelo comercial de electroimán 3470-GmW, con una resistencia interna de  $8.8\ \Omega$ . El electroimán genera un campo magnético en su interior, que es proporcional a la corriente de alimentación. Dicho campo magnético es usado en el banco de pruebas para obtener la caracterización y la respuesta de los dispositivos frente a campos magnéticos controlados. Este modelo de electroimán permite utilizar polos para concentración del campo que pueden ser desplazados o retirados, en función del nivel de campo que se requiera. Este modelo en particular genera un campo magnético, para una corriente de 100 mA, de unos 35 G en el caso de colocar polos y de unos 7 G si no se utilizan.

Para poder calibrar dicho campo, el valor del campo se recogió con el gausímetro (o Teslámetro) modelo 6010 de la marca Sypris, instrumento de laboratorio diseñado para la medida de campos magnéticos en puntos determinados. Además de ofrecer el valor por un *display*, este modelo tiene una salida en mV que da el valor del campo en G, obteniéndose así de forma automática la medida  $B-I$ . Para su uso se dispone de dos sondas, una transversal y una axial, siendo la primera la más adecuada para nuestro caso. El sistema permite la calibración de campo cero mediante el uso de una pequeña jaula magnética.

Para la obtención de la zona de funcionamiento lineal de nuestros sensores, se colocaron inicialmente los polos de forma que se quedara



espacio suficiente entre ellos para la medida. Se aplicó un barrido de  $-100\text{ mA}$  a  $+100\text{ mA}$  y se leyó el campo en cada caso con un multímetro conectado a la salida del gaussímetro. Todo la medida se realizó de forma automática a través de LabView. En la Fig. 2.2 (a) se muestra el resultado de la medida. Como puede observarse, la relación es lineal. Para poder ser utilizada posteriormente, se hizo el ajuste lineal obteniéndose como resultado:

$$B = 343 I \quad (r = 0.997) \quad (2.1)$$

siendo  $B$  el campo magnético en G,  $I$  la corriente en A y  $r$  el coeficiente de correlación. Con esta configuración se alcanza un rango de campo de  $\pm 35\text{ G}$ . Si fuera necesario este rango podría ser aumentado acercando más los polos (reduciéndose así el espacio de medida) o cambiando la fuente de corriente por una de mayor capacidad.

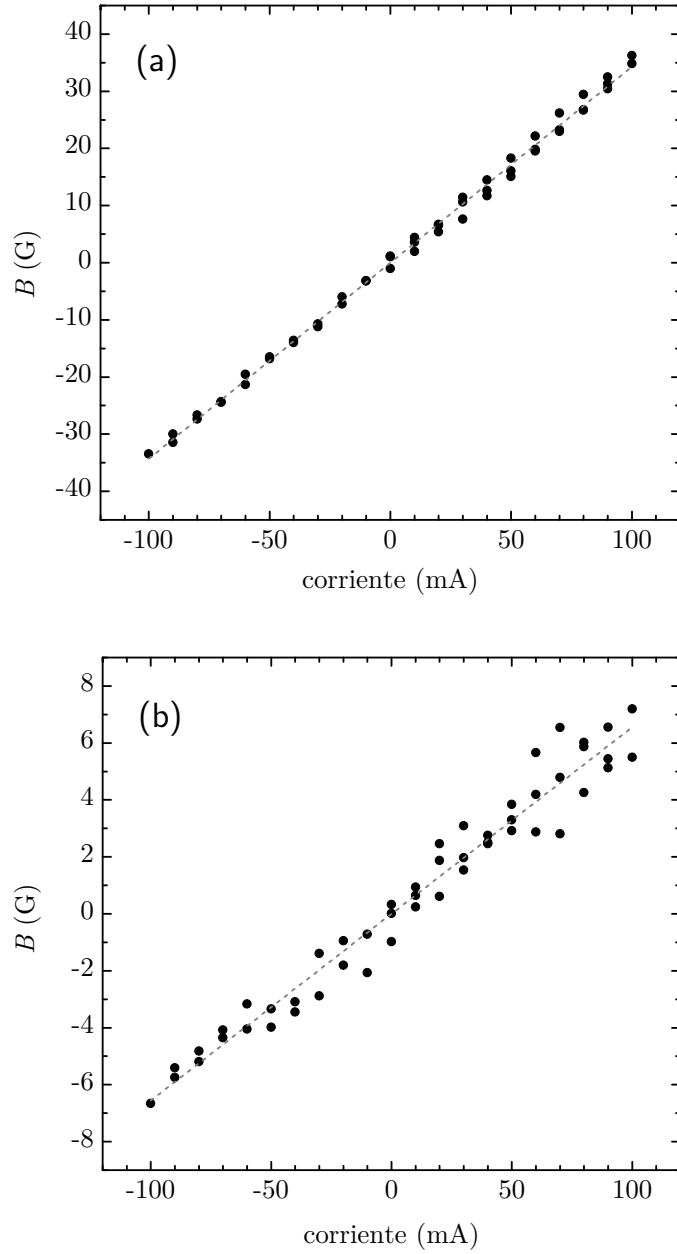
Dada la sensibilidad esperada en nuestros dispositivos, para la mayor parte de las medidas no se requerirá un alto flujo de campo magnético, por lo que resulta interesante tener la caracterización del electroimán sin polos. Siguiendo el mismo proceso que en el apartado anterior, se obtuvieron los resultados de la Fig. 2.2 (b). En este caso, la relación lineal  $B-I$  viene dada por:

$$B = 65.6 I \quad (r = 0.96) \quad (2.2)$$

siendo  $B$  el campo magnético en G,  $I$  la corriente eléctrica en A y  $r$  el coeficiente de correlación. El peor ajuste en este caso se debe no tanto a una falta de linealidad sino a la limitada sensibilidad de la sonda de campo, basada en efecto Hall. El rango alcanzado en este caso es de  $\pm 7\text{ G}$  (un campo magnético unas cinco veces menor que en el caso anterior), pero adecuado para nuestras necesidades.

### Cámara climática

Para la caracterización térmica se utilizó una cámara climática Challenge ACS-CH600, que permite hacer distintos tipos de barridos de temperatura (y humedad, aunque en este caso no se ha hecho uso de esta característica) en un rango de  $-70^\circ\text{C}$  a  $+180^\circ\text{C}$ . Dispone de un habitáculo con espacio suficiente (casi  $1\text{ m}^3$  de capacidad) que permite alojar sin problemas los dispositivos que se han de caracterizar. También cuenta con un pasa-muros para poder situar la instrumentación fuera de la cámara.



**Figura 2.2** Calibración del electroimán (a) con polos y (b) sin polos.

## 2.2. Caracterización estática

Como ya se comentó en el capítulo 1 (apartado de las máscaras), los dispositivos fabricados fueron cortados en *dice* cuadrados de  $8.2\text{ mm} \times 8.2\text{ mm}$ , soldados y encapsulados en porta-*chips* (*chip-carriers*) para su caracterización.

### 2.2.1. Dispositivos individuales

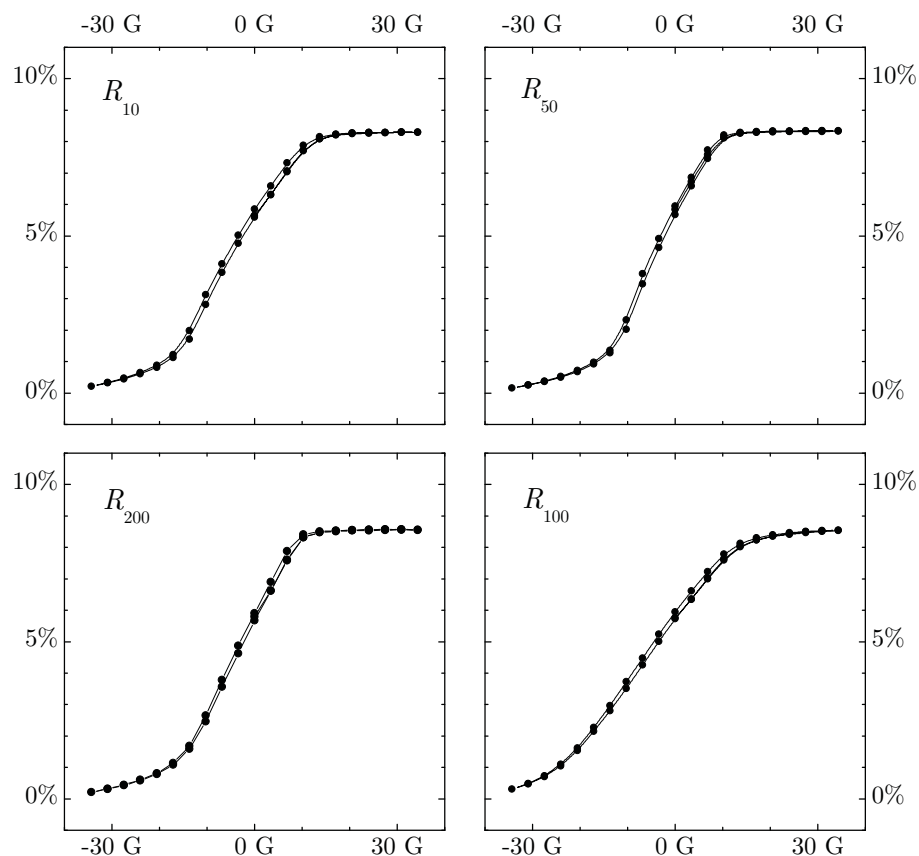
Se describen a continuación las medidas de caracterización cuasi-estáticas realizadas sobre las magnetorresistencias individuales que ya fueron presentadas en el capítulo anterior. Se medirá inicialmente su dependencia con el campo magnético externo y posteriormente su dependencia con la corriente que atraviesa la pista integrada.

#### Resistencia en función del campo

El dispositivo experimental utilizado consistió de nuevo en el electroimán alimentado mediante la fuente de corriente programable. El valor de la resistencia se tomó mediante el multímetro multiplexado, utilizando cuatro canales programados para medida de resistencia, uno a cada una de las resistencias individuales. Todo el sistema se controló por GPIB mediante un ordenador personal.

#### *Magnetorresistencia (MR) y rango lineal*

Para determinar el valor de la magnetorresistencia y el rango lineal de los dispositivos, se aplicó un barrido de campo magnético de  $\pm 35\text{ G}$ , utilizando los polos en la configuración del electroimán para conseguir mayor densidad de campo. En la Fig. 2.3 se muestra dicha dependencia (relación *R-B*) para las cuatro resistencias individuales de un *chip* en particular. Se ha representado su valor normalizado a la resistencia a campo nulo. De la observación de la Fig. 2.3 se desprende que, en cualquier caso, la zona lineal está comprendida en un rango ligeramente inferior a  $\pm 10\text{ G}$  y que los valores máximos y mínimos de campo en la zona de saturación están sobre  $\pm 30\text{ G}$ . También se puede observar que el valor en la zona de saturación (máximo) de la MR está sobre el 8-9%, de acuerdo con los valores de la bibliografía [40].

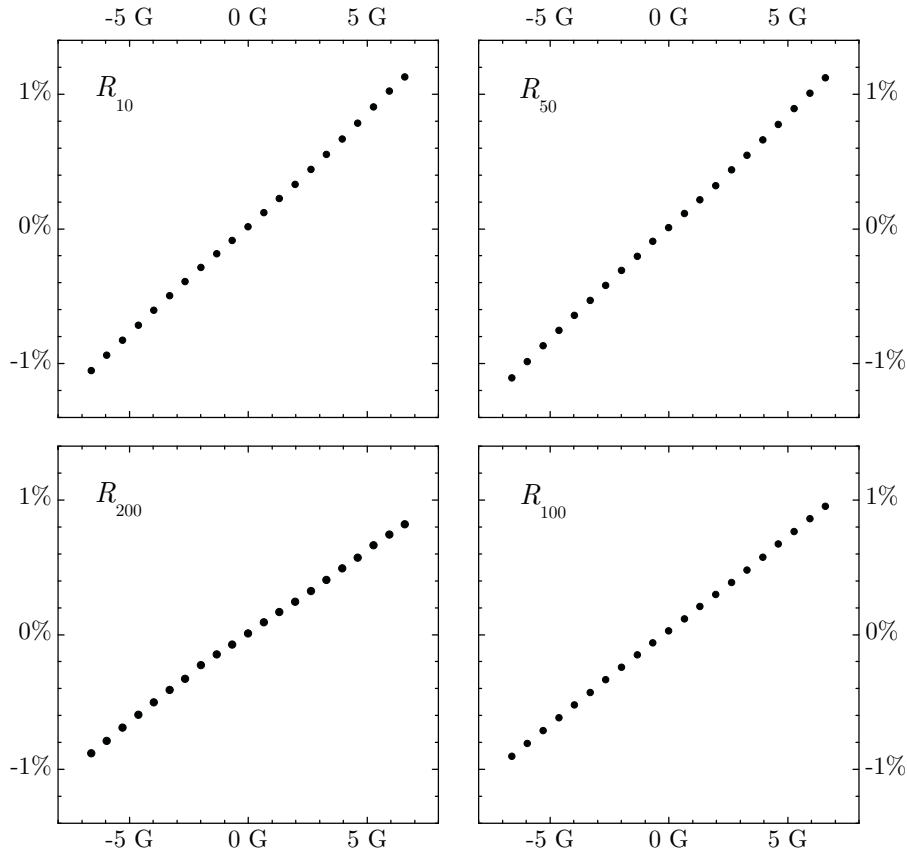


**Figura 2.3** Obtención del rango de funcionamiento para la magnetorresistencias en función del campo.

### *Parámetros lineales*

Una vez determinada la zona lineal de nuestros sensores magnetorresistivos, nos centraremos en ella, para poder obtener sus parámetros lineales de funcionamiento. Se ha procedido, pues, a la medida de la resistencia en función del campo dentro de dicha zonal lineal, concretamente entre  $\pm 7$  G. El dispositivo experimental ha sido el anteriormente explicado, pero usando el electroimán sin polos ya que en este caso no es necesaria una alta densidad de campo. Para poder establecer mejor las comparaciones, los resultados normalizados para las cuatro resistencias del *chip* se muestran en la Fig. 2.4.

A partir de las gráficas de la Fig. 2.4 se han realizado los correspon-



**Figura 2.4** Valores medidos de las resistencias individuales en función del campo.

dientes ajustes lineales, los resultados se muestran en la Tab. 2.1. Para el resto de sensores se realizó el mismo proceso de medida, siendo los valores obtenidos muy similares en cualquiera de los *chips*,  $MR \simeq 2 \Omega/G$  y  $R_0 = 1.2 k\Omega$ , con desviaciones estándar de  $0.151 \Omega/G$  y  $0.131 k\Omega$  respectivamente.

### Resistencia en función de la corriente

Para obtener la resistencia de estos dispositivos en función de la corriente, se utilizó un dispositivo experimental similar al anterior, pero sin electroimán. En este caso, se aplicaron barridos de corriente ( $\pm 10 \text{ mA}$ ) directamente a través de las pistas de corriente integradas mediante la

**Tabla 2.1** Parámetros de las resistencias individuales en función del campo.

	$R_{10}$	$R_{50}$	$R_{100}$	$R_{200}$
$R_0$ (k $\Omega$ )	1.172	1.183	1.373	1.301
MR ( $\Omega$ /G)	1.84	1.92	1.83	1.92
MR (%/G)	0.157	0.162	0.133	0.147

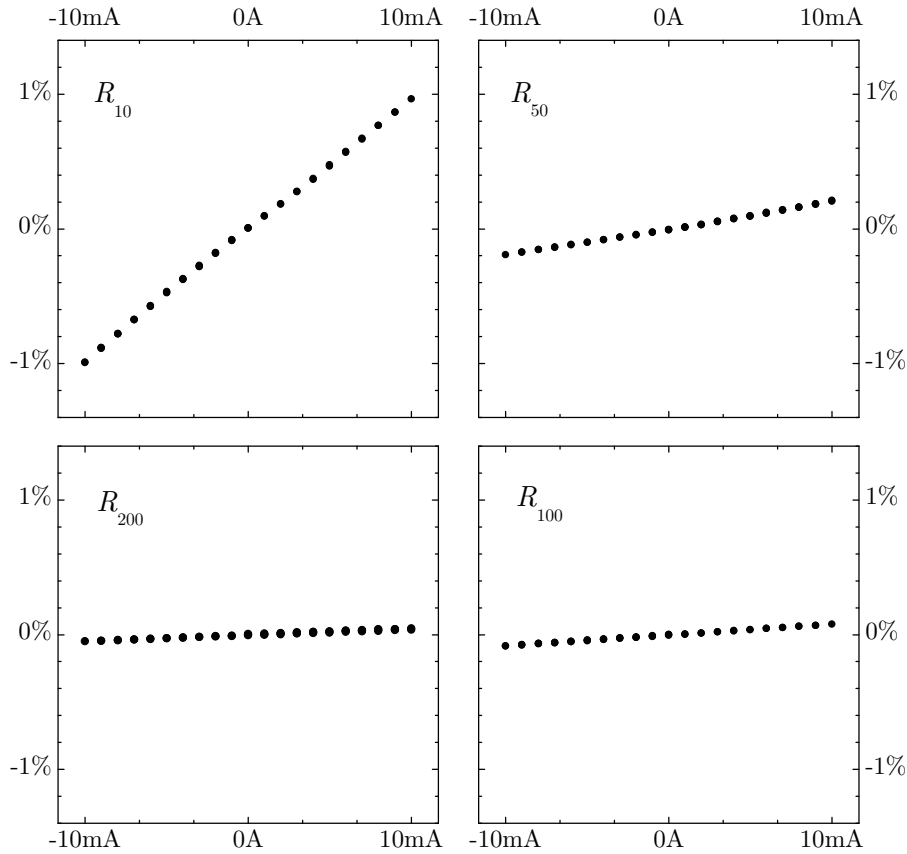
**Tabla 2.2** Parámetros de las resistencias individuales en función de la corriente.

	$R_{10}$	$R_{50}$	$R_{100}$	$R_{200}$
MR ( $\Omega$ /mA)	1.25	0.235	0.111	0.061
MR (%/mA)	0.107	0.020	0.0081	0.0047
$B/I$ (G/mA)	0.61	0.122	0.061	0.032
$r$ de inserción ( $\Omega$ )	18.1	7.9	6.8	6.1

fuelle de corriente programable y el valor de la resistencia se tomó mediante el multímetro multiplexado. Los resultados se muestran, previamente normalizados, en la Fig. 2.5. También fueron medidas las resistencias de pérdidas obteniéndose, como se esperaba que, a menor anchura de la pista, la resistencia de pérdidas es mayor y viceversa. Los valores obtenidos se encuentran en la Tab. 2.2.

Cabe comentar que se realizaron pruebas con corrientes de hasta  $\pm 100$  mA, notándose entonces ligeros efectos de histéresis y de calentamiento en el comportamiento de los sensores con pistas de corriente más estrechas. A efectos comparativos, se ha considerado más interesante presentar los resultados de todos los distintos dispositivos en el mismo rango de medida de  $\pm 10$  mA. Este aspecto volverá a plantearse cuando tratemos los puentes. Los parámetros obtenidos de los ajustes lineales de las gráficas de la Fig. 2.5 se muestran en la Tab. 2.2.

En particular y como cabría esperar para la resistencia más estrecha (10  $\mu$ m) la pendiente es aproximadamente de 1  $\Omega$ /mA, valor que se corresponde con la obtenida en función del campo, 2  $\Omega$ /G, para el mismo valor de anchura de pista, por lo que la relación campo corriente es de 0.5 G/mA (aproximadamente). Así se muestra en la Tab. 2.2, donde se ha establecido la relación campo corriente en función de la anchura de la pista de cada una de las resistencias, mostrando, como ya se ha dicho, que la mayor sensibilidad es la correspondiente a la más estrecha,



**Figura 2.5** Valor de MR normalizado de las resistencias individuales en función de la corriente.

y manteniéndose la relación entre las distintas anchuras.

### Modelo numérico de comportamiento

De los resultados anteriores, y de la formulación general de la ley de Ampère, ya descrita en la introducción, se desprende que la sensibilidad al paso de corriente de nuestros dispositivos va a depender principalmente de tres parámetros: la calidad (el valor MR) de las estructuras GMR de partida, el ancho de la pista de corriente considerada y la separación entre ambas (en nuestro caso, el grosor del óxido intermedio). Por lo que respecta al diseño microelectrónico (*layout*), únicamente puede actuarse sobre la forma de las pistas, quedando las otras dos variables

dependientes del proceso de fabricación. Aunque en la mayoría de los casos no tendremos opción de actuar sobre ellas, es habitual disponer de información de su valor (las estructuras depositadas suelen ser caracterizadas durante el proceso y los grosores de los óxidos son conocidos) por lo que también nos pueden resultar útiles. Es el caso de, por ejemplo, y como se mostrará en el capítulo correspondiente, que dispongamos de la información sobre una tecnología CMOS particular sobre la que pensemos integrar monolíticamente estructuras GMR como las *spin valves*. Con esta idea se ha desarrollado el siguiente modelo 2D basado en el método de los elementos finitos (FEM).

Para elaborar el modelo se ha usado COMSOL MultiPhysics [41]. Este paquete es la actual evolución de la conocida FEMLab, que durante mucho tiempo se ha aplicado con éxito al modelado de problemas físicos generales, incluyendo, recientemente, sistemas basados en GMR en aplicaciones eléctricas [36] y biotecnológicas [42].

La definición de la geometría del problema se puede hacer directamente con el propio *software* COMSOL o importando la geometría desde un archivo de descripción vectorial como los *.dxf*. En nuestro caso se ha optado por la primera opción y el resultado puede verse en la Fig. 2.6. Dentro de esta figura pueden definirse las características de los distintos materiales, mediante una biblioteca de parámetros.

Una de las opciones que se permiten es la de definir un parámetro de un material en función de otras variables. En nuestro caso definiremos la resistividad de la *spin valve* como función de la componente correspondiente del campo magnético. Para ello, partiendo de la Eq. 1.1, válida para *spin valves* en configuración de ejes cruzados, y considerando campos magnéticos pequeños, ésta puede reescribirse como:

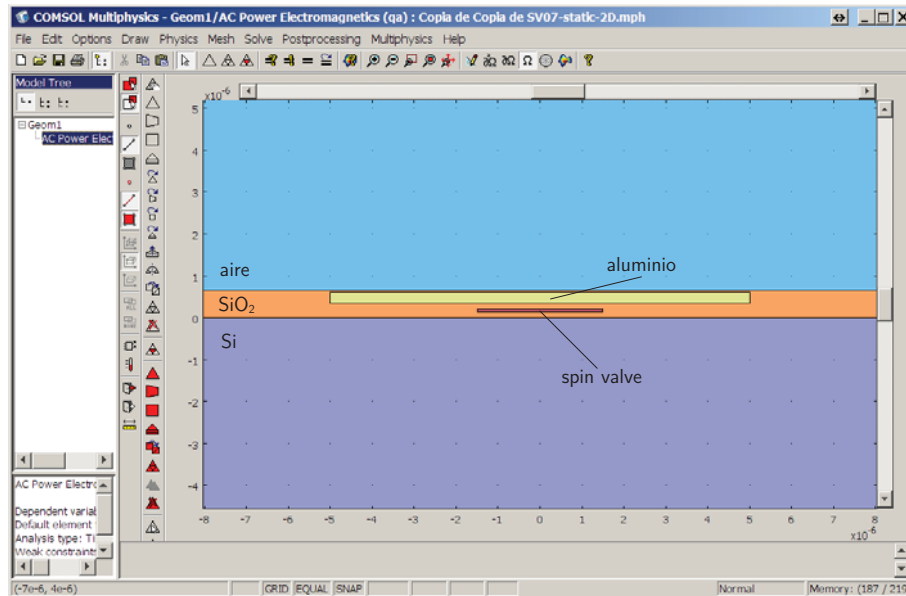
$$R = R_0 + MR \cdot B_x \quad (2.3)$$

donde  $R_0$  es la resistencia de la *spin valves* a campo magnético cero,  $MR$  es la magnetorresistencia particular y  $B_x$  es la componente del campo magnético en la dirección de la capa fija. Ambos pueden ser obtenidos experimentalmente o ser considerados como parámetros asociados a un proceso de fabricación dado. En nuestro caso, podemos tomar directamente los valores de la Tab. 2.1.

Debido a la simetría traslacional en  $z$  que presenta nuestro dispositivo, podemos reescribir la ecuación 2.3 para la resistividad,  $\rho$ , como:

$$\rho = \rho_0 + MR_r \cdot B_x \quad (2.4)$$



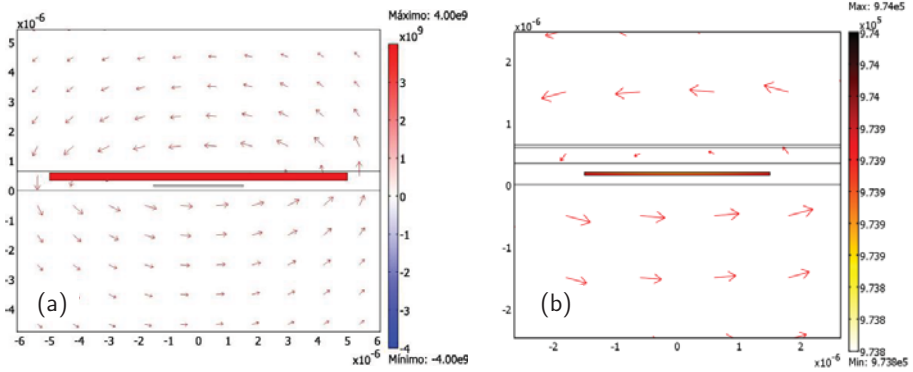


**Figura 2.6** Esquema del modelo 2D (dimensiones en m).

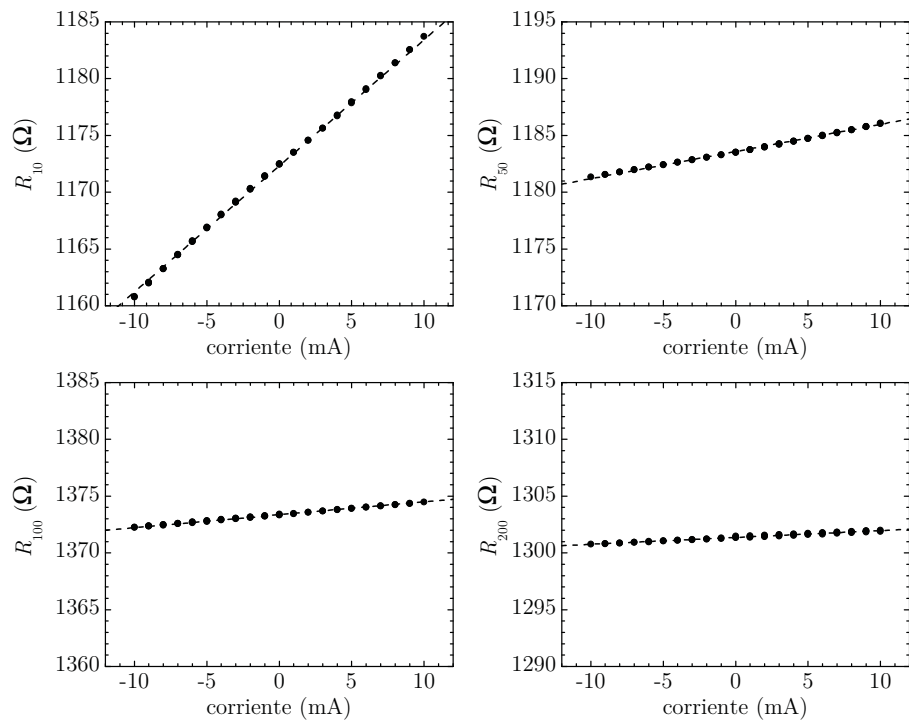
La física que regirá el comportamiento de nuestro sistema tendrá en cuenta la ley de Ampère que se utilizará para calcular el campo magnético generado por una corriente circulante por la pista y las relaciones constitutivas de la resistividad en la pista de corriente y en *spin valve*. El módulo utilizado para realizar las simulaciones de nuestro elemento sensor se encuentra en el paquete AC/DC del Comsol Multiphysics [41]. Con la aplicación de este módulo, en la Fig. 2.7 se muestra un ejemplo del campo magnético generado por una corriente de pista de 10 mA perpendicular al plano de la figura, así como la densidad de corriente eléctrica superficial.

Cuando dicha densidad de corriente eléctrica fluye a través de la pista de aluminio, la *spin valve* se ve afectada y su resistividad, modelada como  $\rho(x, y)$  varía (siendo  $\rho_0$  y  $MR_r$  parámetros experimentales extraídos a partir de la Tab. 2.1). A continuación, la resistencia se obtiene por integración. El proceso anterior se ha repetido para distintos valores de corriente circulante, para las cuatro distintas anchuras de pista, considerando valores reales de las resistencias de un *chip* dado. Los resultados se muestran en la Fig. 2.8.

En la Tab. 2.3 se muestra los valores del parámetro MR ( $\Omega/\text{mA}$ ) obtenido a partir de la simulación, para las distintas anchuras de pista



**Figura 2.7** Simulaciones del campo magnético (A/m) y la densidad de corriente eléctrica (A/m<sup>2</sup>) para 10 mA.



**Figura 2.8** Mediciones (puntos) frente a simulaciones-2D (líneas) resistencia/corriente.

**Tabla 2.3** Resumen de los parámetros medidos y simulados.

	$R_{10}$	$R_{50}$	$R_{100}$	$R_{200}$
$R_0$ medida ( $k\Omega$ )	1.172	1.183	1.373	1.301
MR ( $B$ ) medida ( $\Omega/G$ )	1.84	1.92	1.83	1.92
MR ( $I$ ) medida ( $\Omega/mA$ )	1.25	0.235	0.111	0.061
MR ( $I$ ) simulada ( $\Omega/mA$ )	1.11	0.239	0.114	0.060
$B/I$ ( $G/mA$ )	0.61	0.12	0.061	0.032
$B$ simulado ( $G$ , para 1 mA)	0.604	0.125	0.0624	0.0312

de los elementos sensores. Como se puede observar existe una gran similitud entre los valores medidos y simulados. También se obtuvo para una corriente de 1 mA, el valor del campo magnético en la simulación, notar que en función de las distintas anchuras de la pista de corriente se mantiene la relación entre ellos, como cabía esperarse.

### 2.2.2. Puentes de Wheatstone

Se pasa ahora al análisis de los dispositivos configurados como puentes. Primero se caracterizarán las resistencias que los forman y después su respuesta como puente.

#### Análisis de las resistencias que forman los puentes

Para estudiar la funcionalidad de los puentes, se midió primero el comportamiento de las resistencias con el campo magnético y la corriente circulante por las pistas. El banco de trabajo utilizado fue análogo al utilizado para el caso de las resistencias individuales.

#### Resistencia en función del campo

Como ya se ha visto en el caso de las resistencias individuales, la dependencia de éstas con el campo magnético para los diferentes dispositivos, mostraban un rango de zona lineal entorno a los  $\pm 7 G$ , por lo que al tratarse ahora de una configuración en puente de Wheatstone completo (compensado), la impedancia de este va a ser la misma que la de las resistencias individuales por lo que las consideraciones hechas en aquel caso pueden ser válidas igualmente para el estudio de los puentes. Para ello, se realizaron medidas automáticas de resistencia en función del campo entre dos nodos consecutivos ( $a-d$ ,  $d-b$ ,  $b-c$ ,  $c-a$ , ver Fig. 1.6) y

**Tabla 2.4** Parámetros característicos de las resistencias de los puentes en función del campo.

	SN	SW	PN	PW
MR ( $\Omega/\text{G}$ )	2.12	2.24	2.16	2.32
MR ( $\%/G$ )	0.192	0.2	0.18	0.212
$R_0$ (k $\Omega$ )	1.103	1.116	1.191	1.094

**Tabla 2.5** Parámetros característicos de las resistencias de los puentes en función de la corriente.

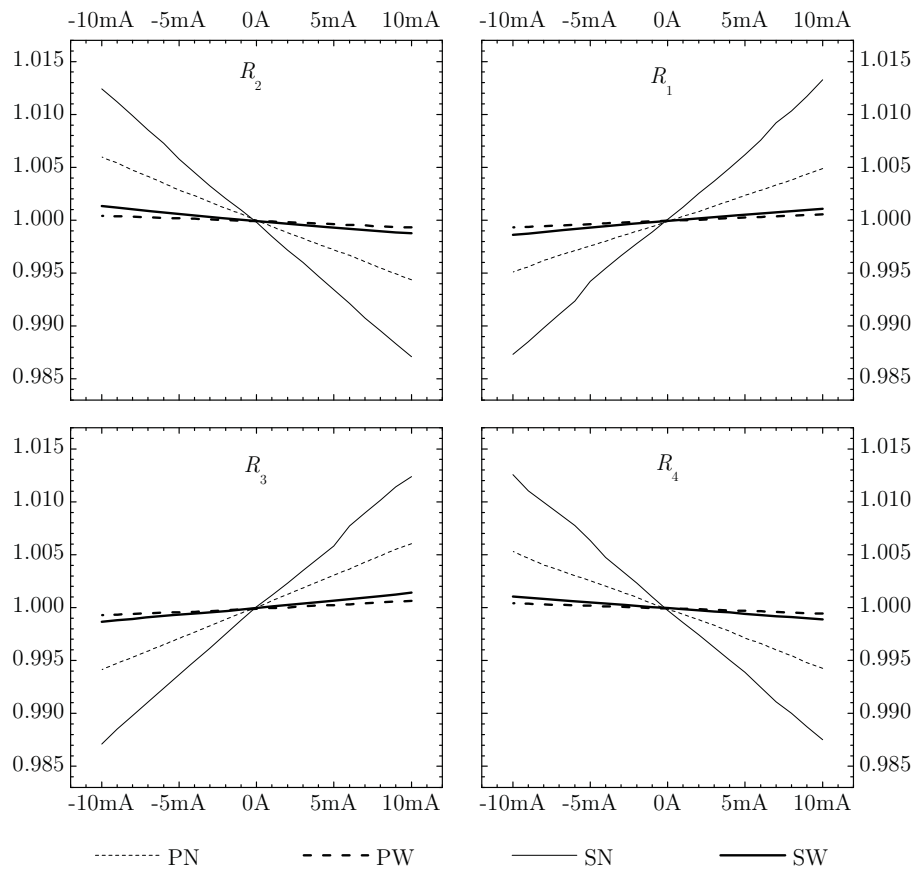
	SN	SW	PN	PW
$R_0$ (k $\Omega$ )	1.104	1.121	1.192	1.107
MR ( $\Omega/\text{mA}$ )	1.403	0.138	0.652	0.064
MR ( $\%/mA$ )	0.126	0.012	0.055	0.006
$B/I$ (G/mA)	0.63	0.061	0.309	0.027

la  $R$  correspondiente se calculó por consideraciones serie-paralelo. Para un barrido de  $\pm 7\text{G}$ , los valores fueron de  $1.1\text{k}\Omega$  para  $R_0$ , valor magnetorresistivo de  $2.2\Omega/\text{G}$ . En la Tab. 2.4 se recogen para los diferentes puentes los parámetros característicos.

### Resistencia en función de la corriente

Posteriormente, se midieron las resistencias de los puentes ( $R_1 - R_4$ ) en función de la corriente conducida entre  $\pm 10\text{mA}$ . Con el fin de demostrar el comportamiento de puente completo de los cuatro dispositivos, con las resistencias actuando en parejas:  $R_1-R_3$  y  $R_2-R_4$ , se extrajeron los valores exactos de las resistencias del puente. Para ello, de nuevo, éstas fueron medidas entre nodos consecutivos y su valor calculado mediante consideraciones serie-paralelo. Los valores típicos de  $R$  normalizados así como los valores de magnetorresistencia se muestran en la tabla 2.5, habiendo sido extraídos de ajustes lineales de los datos de la figura 2.9.

A la vista de estos resultados se puede concluir que para cualquiera de las resistencias de los puentes en el caso de ser el de pista (SN) más estrecha ( $10\ \mu\text{m}$ ) y en serie es el que tiene mayor sensibilidad, entorno a  $0.126\%/mA$ , por contra la de pista más ancha y en paralelo (PW) es la que presenta menor valor  $0.006\%/mA$ , como se había predicho.



**Figura 2.9** Magnetorresistencias normalizadas de los elementos del puente en función de la corriente.

Llegados a este punto se puede establecer la relación campo corriente a partir de los datos de las dos tablas anteriores como se recoge en la Tab. 2.5.

**Tensión de salida en función de la corriente**

Para medir el voltaje de salida, los puentes fueron alimentados con una corriente directa de 1 mA a través de los terminales *a* y *b*. Para cubrir el rango lineal de cada uno de ellos se inyectó una corriente DC controlada a través de los terminales *A* y *B*, con un esquema de lazo de detección de histéresis. La tensión de salida se tomó entre los terminales *c* y *d*.

**Tabla 2.6** Parámetros característicos de las resistencias de los puentes en función del campo.

	$R_{\text{out-SN}}$	$R_{\text{out-SW}}$	$R_{\text{out-PN}}$	$R_{\text{out-PW}}$
MR ( $\Omega/\text{G}$ )	2.12	2.24	2.16	2.32
$R_0$ ( $\text{k}\Omega$ )	1.1	1.1	1.2	1.1

Cabe comentar, que a fin de poder comparar cual es la sensibilidad (tensión de salida normalizada y sin *offset*, Fig. 2.10) en función de la corriente conducida para los distintos dispositivos, se obtuvo su correspondiente tensión de alimentación, de modo que con ésta se normalizaría la tensión de salida que ofrece cada puente de acuerdo con la ecuación:

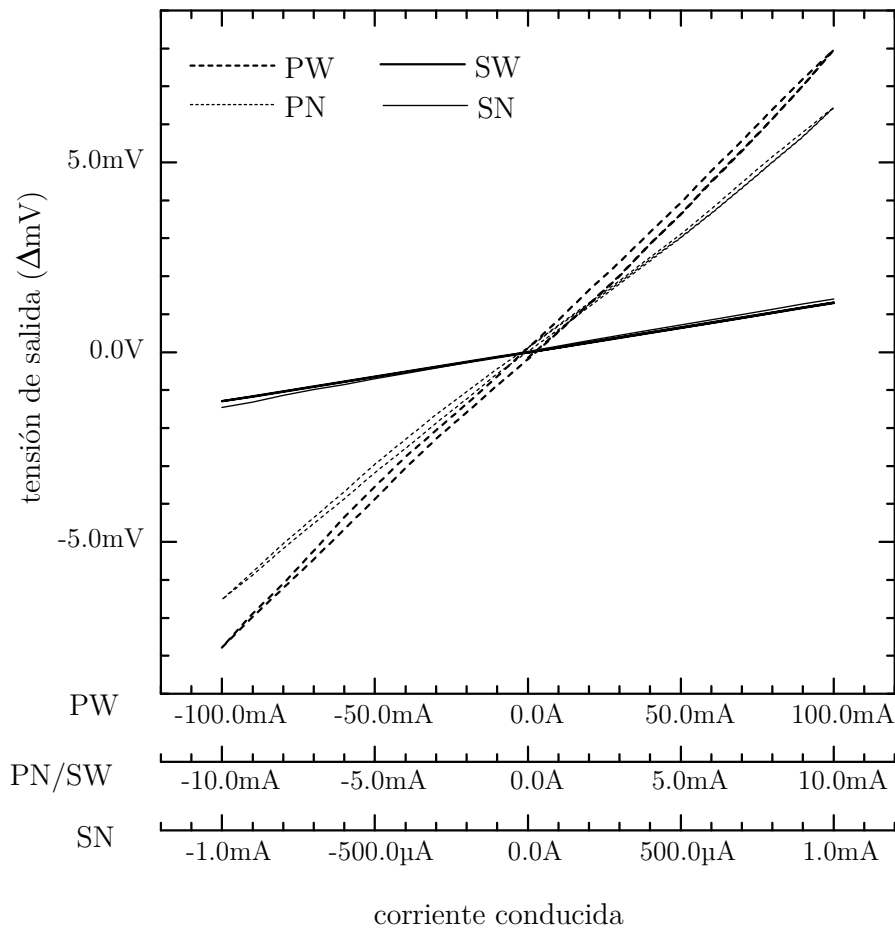
$$\frac{V_{\text{out}} - V_{\text{off}}}{V_{\text{alim}}} \quad (2.5)$$

donde la tensión de alimentación para cada uno se ha calculado conocida la resistencia de salida de cada dispositivo (ver tabla 2.6) de acuerdo a la siguiente ecuación:

$$V_{\text{alim}} = i R_{\text{out}} \quad (2.6)$$

En la tabla 2.7 se presentan los valores típicos de los parámetros en DC para los diferentes puentes del *chip* considerado. Se deben tener en cuenta la Fig. 1.10 y la Tab. 1.1 para poder entender mejor los resultados ahí reunidos. Se puede observar que, debido a las diferentes anchuras de las pistas de corriente (un factor diez, entre las de pista ancha  $100 \mu\text{m}$  y las estrechas  $10 \mu\text{m}$ ), una corriente dada produce diferentes densidades de corriente para los dispositivos ‘W’ y los ‘N’ (un factor cercano a diez) y consecuentemente diferentes campos magnéticos efectivos. Del mismo modo, debido a la división de corriente, la densidad de corriente entre los dispositivos ‘P’ (paralelos) es la mitad que en los ‘S’ (serie). En otras palabras, e intuitivamente, los dispositivos SN deberían mostrar sensibilidades diez veces mayores que los SW y dos veces mayores que los PN.

Estos diseños en particular también condicionan otros parámetros, que han sido obtenidos a continuación. El valor de la resistencia del sensor es aproximadamente  $1.1 \text{ k}\Omega$  para cualquiera de los puentes y fue obtenido al igual que el valor MR en ( $\%/mA$ ) y el de la linealidad a partir de los valores sacados en el ajuste lineal de los valores representados en la figura 2.9. El valor de la histéresis se da es a partir del



**Figura 2.10** Rango de operación DC de los sensores.

coeficiente de correlación del ajuste hecho, con variaciones menores que 0.001. El rango lineal de cada puente se obtuvo viendo hasta cuando se mantenía la linealidad y en el caso del voltaje de salida y de la sensibilidad ( $mV/(V mA)$ ), estos fueron obtenidos a partir del ajuste lineal de los valores representados en la Fig. 2.10, en la cual se presenta cada tipo de sensor caracterizado en el rango de operación adecuado a fin de reunir y comparar la mayor parte de las consideraciones anteriores.

Dispositivos con alta sensibilidad implican necesariamente altas densidades de corriente y consecuentemente altos campos magnéticos equivalentes. Ambas consecuencias tienden a limitar el rango lineal en térmi-

**Tabla 2.7** Parámetros típicos en DC para los diferentes puentes.

	SN	SW	PN	PW
$r$ de inserción ( $\Omega$ )	37.4	12.1	15.3	8.7
$R_0$ del sensor ( $k\Omega$ )	1.1	1.1	1.1	1.1
MR ( $\%/mA$ )	0.126	0.012	0.055	0.006
$V_{\text{off}}$ (mV/V)	<8	<8	<8	<8
Histéresis	<1 %	<1 %	<1 %	<1 %
Linealidad ( $\pm 10$ mA)	0.9996	0.9999	0.9991	0.9998
Sensibilidad (mV/(V mA))	1.150	0.103	0.522	0.050
Rango lineal (mA)	$\pm 10$	$\pm 75$	$\pm 15$	$\pm 100$

nos de mayor histéresis (previamente considerada) y no linealidades producidas por los efectos de auto calentamiento.

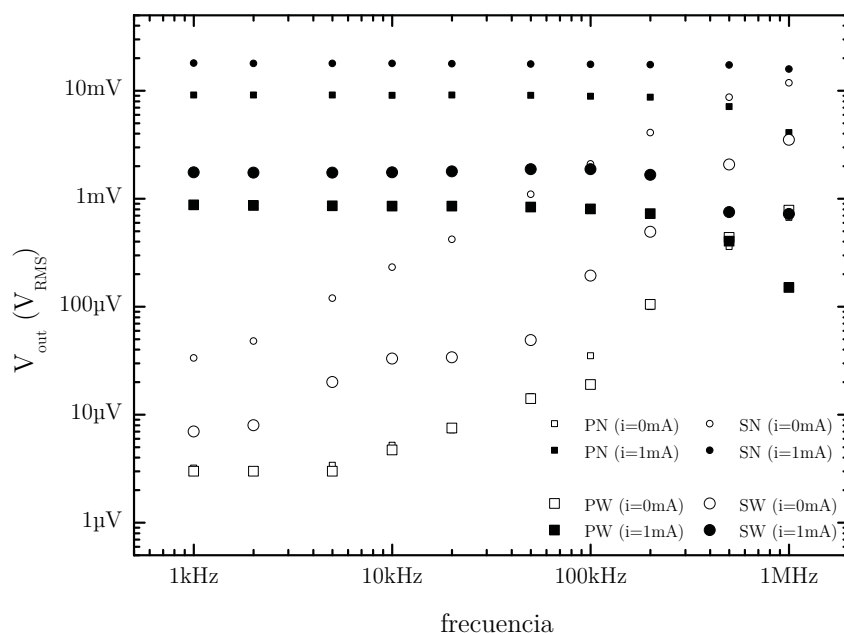
La resistencia de inserción fue medida entre los extremos de la pista de corriente. Como se acepta fácilmente la resistencia de inserción (la resistencia de la pista de corriente en DC) es mayor en los dispositivos ‘N’ que en los ‘W’ y mayor en los dispositivos ‘S’ que en los ‘P’. En este caso, la relación no es analizable debido a la resistencia parásita asociada al camino de la pistas de la capa de contacto.

Por todo lo expuesto y con ayuda de conmutadores, puede diseñarse un sistema de medida de corriente en un rango desde 0.01 mA hasta cerca de 200 mA (que es, 4 décadas) combinando diferentes clases de estos sensores. Tanto los sensores PN como SW pueden usarse para corrientes medias (pocas decenas de mA) y si se quiere medir corrientes por debajo de 1 mA, el sensor recomendado es el SN. En este caso y si el ancho de banda no es una restricción, podemos medir corrientes alrededor de 10  $\mu$ A.

### 2.3. Caracterización en frecuencia

Para la medida del ancho de banda, el banco de pruebas considerado consistió en un generador de señal, una fuente de alimentación, y un osciloscopio incluyendo sonda de corriente y sonda diferencial. La amplitud de la señal estaba limitada a 100 mA de pico por la fuente, y el ancho de banda limitado a 1 MHz por la sonda diferencial. El límite de detección del sistema era de 2-3  $\mu$ V<sub>RMS</sub>. Se inyectó una corriente senoidal de 20 mA de pico a través de la pista de corriente de los dife-





**Figura 2.11** Caracterización en frecuencia de los sensores.

rentes dispositivos con un rango de frecuencia desde DC hasta 1 MHz. En un primer análisis de medidas, los puentes fueron alimentados con una corriente DC de 1 mA, y el voltaje de alterna tomado desde la salida. En un análisis complementario, los dispositivos no fueron alimentados a fin de medir los efectos de acoplamiento. Todas las medidas están recopiladas en la figura 2.11, en el rango de interés.

Podemos hacer algunos comentarios sobre los datos de la figura 2.11. Cuando alimentamos (símbolos sólidos) todos los dispositivos muestran una banda plana con ancho de banda útil más allá de 100 kHz. Como se esperaba la sensibilidad para cada tipo de dispositivo, se mantiene como se discutió en el modo DC. El ancho de banda está limitado por la presencia de un polo, sugiriendo un condensador parásito formado por el circuito de corriente, el circuito de puente y el óxido de aislamiento. Esta idea es reforzada por el hecho de que los dispositivos ‘N’ (con pistas estrechas y supuestamente capacidades bajas) el acoplamiento aparece a altas frecuencias. Para el mejor de los casos (puente tipo SN) el ancho de banda está sobre 1 MHz. Cuando no alimentamos los dispositivos (símbolos huecos) solo se midieron los acoplamientos parásitos. En este

caso, se apreció un acoplamiento inductivo aparente. Atribuimos este comportamiento al “transformador” del secundario, efecto producido por la corriente del circuito (actuando como “primario”) y el circuito del puente (actuando como “secundario”). Las pistas serpenteadas del diseño (símbolos circulares) deberían mejorar este efecto en los puentes tipo ‘S’. Un comportamiento parecido ha sido recientemente propuesto y corroborado con simulaciones de métodos de elementos finitos, para sensores de corrientes medias [36]. En cualquier caso, la respuesta en frecuencia de estos dispositivos no está ligada a las características intrínsecas de las *spin valves* sino a la geometría de las pistas. En este sentido cabe indicar que, en aplicaciones para corrientes medias (del orden de amperios), los sensores GMR utilizados difícilmente superan anchos de banda de 10 kHz [43, 44], y se tiene que recurrir a circuitos de compensación para mejorarlos [45].

## 2.4. Caracterización térmica

La temperatura es siempre un parámetro limitador en electrónica. Cada dispositivo electrónico tiene una temperatura dependiente de la respuesta derivada de su naturaleza física. En cuanto a los sensores de corriente eléctricos específicos GMR, no sólo la resistencia (y, por tanto, la impedancia de sensor) varía con la temperatura, también lo hace el nivel de MR (y, en consecuencia, la sensibilidad).

La resistencia de sensores de GMR, como resistencias común que es, depende de la temperatura. Para dispositivos basados en GMR, y en el rango habitual de utilización, esta dependencia puede ser considerada como lineal y puede ser definido por un coeficiente de temperatura  $TCR$ . Además, cuando son consideradas altas corrientes, o como es nuestro caso, cuando la corriente va a través del dispositivo, los efectos de auto calentamiento necesitan ser, al menos, considerados y cuantificados.

### 2.4.1. Medida de los parámetros térmicos

Para la caracterización térmica, se ha utilizado un banco de trabajo parecido al usado en la caracterización en DC, controlada por GPIB, junto con una cámara climática. Se realizaron medidas de la impedancia de entrada de los sensores, así como del voltaje de salida (alimentando a 1 mA DC) en función de la corriente conducida  $\pm 10$  mA (evitando calentamientos adicionales) a algunas temperaturas dadas. Los resultados más significativos se muestran en figura 2.12.

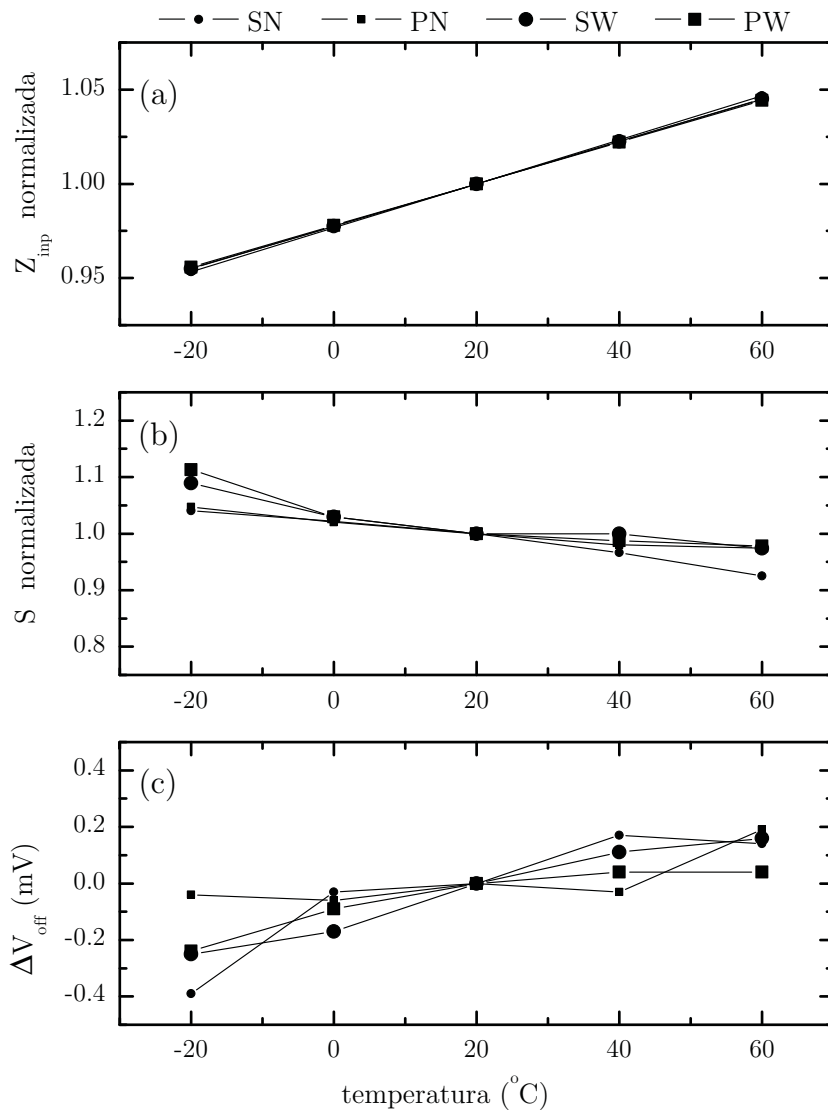


Figura 2.12 Análisis térmico.

La temperatura de deriva de la resistencia ( $TCR$ ) de entrada de los sensores definida por la ecuación 2.7 puede ser obtenida por ajuste lineal de los datos de la figura 2.12 (a), donde  $R_{T_0}$  es la resistencia a la temperatura de referencia  $T_0$ , los valores obtenidos se muestran resumidos en la tabla 2.8, para cada uno de los puentes considerados, en

**Tabla 2.8** Coeficientes de temperatura experimentales.

	SN	SW	PN	PW
$TCR$ (%/°C)	+0.11	+0.12	+0.12	+0.11
$TCV_{\text{off}}$ ( $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ )	+7.0	+5.1	+3.1	+3.5
$TCS$ (%/°C)	-0.15	-0.14	-0.13	-0.16

el caso particular del *chip* considerado.

$$TCR = 100 \cdot \frac{1}{R_{T_0}} \frac{\Delta R}{\Delta T} \quad (2.7)$$

Como se esperaba la temperatura de deriva del sensor no depende del sensor, solo depende de las características intrínsecas de las *spin valves*. Estos valores son comparables con los que anteriormente se habían medido [46, 33].

Aunque la variación de la sensibilidad no es exactamente lineal a lo largo del rango de temperatura considerado (ver figura 2.12 (b)) se interpreta un coeficiente de temperatura ( $TCS$ ) general, definido como:

$$TCS = 100 \cdot \frac{1}{S_{T_0}} \frac{\Delta S}{\Delta T} \quad (2.8)$$

Los valores normalizados de los coeficiente de sensibilidad se recogen en la tabla 2.8. Se puede afirmar que la sensibilidad de los sensores decrece con la temperatura, pero no se encontró ninguna correlación con el tipo de sensor.

Cuando se considera una configuración de puente completo, esta dependencia térmica está parcialmente compensada y se espera que sea baja. Debido al desplazamiento de tensión inherente de sensores configurados como puentes, la temperatura de deriva de la tensión de desequilibrio puede ser especificada como:

$$TCV_{\text{off}} = \frac{\Delta V_{\text{off}}}{\Delta T} \quad (2.9)$$

Estos valores fueron obtenidos de los datos de la figura 2.12-(c) e incluidos también en la tabla 2.8. Debido a la configuración de los sensores, este voltaje de *offset* puede ser solo atribuido a las tolerancias de fabricación y sólo se puede dar un nivel máximo.

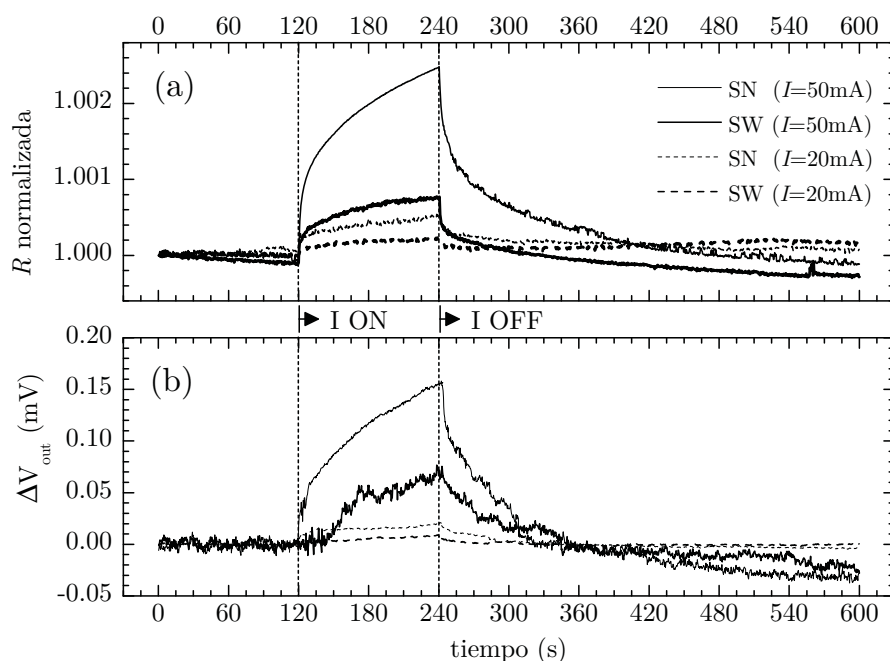


Figura 2.13 Caracterización del auto-calentamiento de los sensores del puente.

### 2.4.2. Estimación del auto-calentamiento

Para caracterizar y cuantificar los efectos de auto calentamiento producidos por la corriente conducida, solo se considerará los puentes tipo ‘S’, a fin de garantizar la misma corriente fluyendo por encima de todas las magnetorresistencias. En un momento dado se estableció el paso de la corriente DC y se apagó un tiempo después evitando así un calentamiento excesivo. Se hicieron dos clases de medidas: la resistencia de entrada y el voltaje de salida. El resumen de los resultados se muestra en la figura 2.13.

De la figura 2.13 (a) se puede sacar algunas conclusiones. Nos centraremos primeramente en los puentes SN, con una corriente aplicada de 50 mA. Durante los dos minutos que la corriente era conducida por encima, la impedancia de entrada (y, consecuentemente, la resistencia media, debido a la configuración de puente de Wheatstone) aumentó en aproximadamente 0.25 %. Dado el  $TCR$  de la tabla 2.8, este 0.25 % corresponde aproximadamente a  $2^{\circ}\text{C}$ . Entonces se concluye que una corriente direc-

ta de 50 mA, es capaz de calentar un sensor SN en más de 2°C. Por supuesto para pistas de corriente más anchas y corrientes de entrada menores, los efectos de auto calentamiento caen drásticamente (simplemente recordemos el comportamiento cuadrático de la ley de Joule). Como un comentario complementario, las colas de enfriamiento para el caso de  $I = 50$  mA no alcanzan el valor inicial debido a la histéresis (notar que en el caso de SN, la corriente se encuentra ligeramente fuera del rango lineal).

Algunos de los beneficios de la funcionabilidad del puente completo se pueden sacar de la figura 2.13 (b). Para mayor claridad, la respuesta cuadrada del sensor producida por la excitación de corriente ha sido restada de los datos, y sólo se mostró la dependencia térmica. Ahora concentrémonos en el caso particular SW (para 50 mA). La máxima variación de 70  $\mu$ V aparece durante el estado de conducción. De la tabla 2.5 y la figura 2.10, un sensor tipo SW produce un voltaje de salida sobre 5 mV/V para corriente sensada de 50 mA. De esta manera el error introducido por la corriente de calentamiento está sobre el 1.4%. Para el sensor SN (para 20 mA) este error es incluso inferior (<1%).

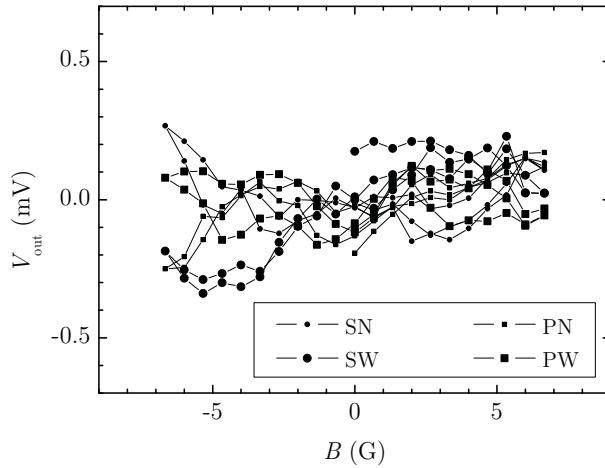
## 2.5. Insensibilidad a campos externos

Como se explica en los párrafos anteriores, el diseño de los sensores, en su configuración en puente de Wheatstone completo, los hace que sean teóricamente insensibles al campo magnético externo. A fin de cuantificar el grado de insensibilidad, el sensor fue colocado en el campo magnético, generado por el electroimán, seleccionando la dirección de detección máxima. El electroimán fue excitado mediante un barrido de corriente. El campo magnético se mantuvo en la región lineal del sensor. Los resultados se muestran en la figura 2.14.

Como se observa fácilmente la máxima desviación del voltaje de salida para campo cero es de  $\pm 0.3$  mV, en el rango considerado de  $\pm 7$  G. Esto es equivalente a la lectura de 0.26 mA en el caso de los sensores tipo SN (1.7% de FS) y de 6 mA en el caso de sensores tipo PW (4.0% de FS)

## 2.6. Análisis del ruido

Desde un punto de vista práctico, la caracterización del ruido de un dispositivo es esencial para su utilización en aplicaciones circuitales.



**Figura 2.14** Respuesta de los sensores a campos magnéticos externos.

Para asegurar que la relación señal ruido (SNR) es aceptable en aplicaciones de sensores de corriente, se necesita caracterizar el ruido. Se han realizado estudios en estos dispositivos electrónicos que relacionan los parámetros físicos de éstos, la contribución global del ruido, la calidad y fiabilidad de los dispositivos.

Aunque el factor TMR de las MTJ es significativamente más importante que su equivalente MR en las SV, el ruido intrínseco de los sensores MTJ es también mayor. Las MTJ únicamente podrán presentar mejores prestaciones que las SV si su relación señal-ruido (SNR) mejora.

En los dispositivos GMR, y MTJ, en particular, existen diferentes mecanismos responsables del ruido, que serán presentados a continuación.

### 2.6.1. Tipos de ruido

Las diferentes aportaciones del ruido se pueden clasificar en:

- Ruido independiente de la frecuencia o blanco (WNB), cuya densidad espectral de ruido es constante con la frecuencia, domina a altas frecuencias, y está compuesta por ruido térmico y *shot*.
- Ruido dependiente de la frecuencia, con una densidad espectral de ruido inversamente proporcional a alguna potencia de la frecuencia y domina a bajas frecuencias con un valor superior al ruido blanco.

### Ruido independiente de la frecuencia

Existen tres efectos que producen ruido independiente de la frecuencia en dispositivos magnetorresistivos. El ruido térmico, el ruido *shot* y el ruido termomagnético. El ruido termomagnético presenta un pico de resonancia en el intervalo de 2-10 GHz. Como la frecuencia de aplicación de los sensores estudiados quedan muy lejos de este rango, no lo consideraremos.

#### Ruido térmico - Johnson

El ruido térmico, también llamado Johnson o Nyquist, asociado al comportamiento aleatorio del movimiento térmico de los electrones es descrito por la ecuación 2.10

$$S_V^{\text{thermal}} \left[ \frac{\text{V}^2}{\text{Hz}} \right] = 4k_B T R \quad (2.10)$$

donde  $k_B = 1.3806 \cdot 10^{-23} \text{ J K}^{-1}$  es la constante de Boltzmann,  $T$  representa la temperatura y  $R$  la resistencia del dispositivo. Este ruido está presente todas las estructuras GMR.

#### Ruido *shot*

El ruido *shot* que aparece en las discontinuidades en los medios de conducción (p.e., presencia de barreras de potencial) como consecuencia de la naturaleza discreta de la carga eléctrica queda descrita por la ecuación 2.11.

$$S_V^{\text{shot}} \left[ \frac{\text{V}^2}{\text{Hz}} \right] = 2e i_B R^2 \quad (2.11)$$

donde  $i_B$  es la corriente media que fluye por el dispositivo,  $e$  la carga del electrón y  $R$  la resistencia del dispositivo. La barrera túnel del dispositivo MTJ es un ejemplo de discontinuidad en el medio de conducción; esto motiva que el ruido *shot* esté presente en las MTJ y no otras estructuras como las *spin valves* o AMR que están fabricadas con capas metálicas continuas. Normalmente presenta un valor menor que el ruido térmico.

### Ruido dependiente de la frecuencia

El límite de detección de campo magnético para los sensores magnetorresistivos queda establecido por el nivel de ruido blanco total. Sin embargo existen otros mecanismos que pueden limitar la capacidad de detección dependiendo de la frecuencia de trabajo. Para aplicaciones de



baja frecuencia el mecanismo de ruido más importante es el ruido eléctrico  $1/f$  que está presente en todas las medidas con polarización no nula del dispositivo magnetorresistivo, por lo que se recomienda trabajar a frecuencias superiores para disminuir el ruido.

En el caso de los dispositivos MTJ aparece un ruido magnético de la forma  $1/f$  de varios órdenes de magnitud superior al ruido eléctrico  $1/f$  en la región lineal del sensor, siendo ésta la aportación más importante en aplicaciones con estos sensores [47].

### Ruido aleatorio telegráfico - RTN

El ruido aleatorio telegráfico (RTN) es la tercera fuente de ruido para los dispositivos MTJ que ha de ser tenido en cuenta en el caso de las aplicaciones de baja frecuencia. Se debe a cambios abruptos de resistencia provocados por variaciones en las estructuras ferromagnéticas por activación térmica de dominios magnéticos inestables en la capa libre (*free*), desplazamientos de los átomos de oxígeno en la barrera, etc. [47]. La densidad espectral de ruido asociada posee una expresión típica lorentziana:

$$S_V^{\text{RTN}} \left[ \frac{\text{V}^2}{\text{Hz}} \right] = \frac{S_0}{1 + (f/f_0)^2} \quad (2.12)$$

donde  $S_0$  es la densidad de ruido a 0 Hz y  $f_0$  es la frecuencia de corte.

### Ruido $1/f$ , rosa o *flicker*

Casi todos los dispositivos electrónicos por los que fluye una corriente presentan fluctuaciones en tensión con una densidad espectral de ruido inversamente proporcional a la frecuencia. A pesar de que existen diferentes modelos para describir los efectos de este ruido  $1/f$ , es todavía el ruido menos entendido. El modelo que usaremos será el modelo paramétrico propuesto por Hooge que presenta la siguiente forma:

$$S_V^{\text{Flicker}} \left[ \frac{\text{V}^2}{\text{Hz}} \right] = \frac{\alpha_H V^2}{N_c f^{AF}} \quad (2.13)$$

donde  $\alpha_H$  es el parámetro Hooge (adimensional),  $N_c$  es el número de portadores de carga en la muestra,  $f$  es la frecuencia y  $AF$  es el coeficiente de dependencia de la frecuencia.

Para los dispositivos magnetorresistivos MTJ,  $N_c$  está relacionado con el número de trampas para las cargas que es proporcional al área de

la barrera (A). La ecuación 2.13 se formula como 2.14, siendo  $AF \approx 1$ .

$$S_V^{1/f-\text{MTJ}} \left[ \frac{\text{V}^2}{\text{Hz}} \right] = \gamma \frac{V^2}{Af} = \gamma \frac{I^2 R^2}{Af} \quad (2.14)$$

En el caso de las SV el valor del ruido eléctrico *flicker* tiene la expresión 2.15:

$$S_V^{1/f-\text{SV}} \left[ \frac{\text{V}^2}{\text{Hz}} \right] = \gamma \frac{I^2 R^2}{N_c f} \quad (2.15)$$

donde  $\gamma$  es el parámetro Hooge (con dimensiones de superficie),  $N_c$  es el número de portadores que participan en la corriente  $I$  y  $f$  es la frecuencia. El procedimiento para establecer el valor de  $N_c$  es considerar un portador por cada átomo en las capas de baja resistencia de la SV. Es una buena aproximación establecer que únicamente las capas libre (*free*), espaciadora (Cu) e inmovilizada (*pinned*) contribuyen con sus electrones [32].

### 2.6.2. Ruido en los dispositivos *spin valve*

En el caso de usar los sensores SV, para bajas señales, hay que prestar especial atención al nivel de ruido. Como es bien conocido, los dispositivos GMR muestran un ruido del tipo  $1/f$ . Una alta sensibilidad no están asociada con un mejor rendimiento (en [32] se puede encontrar una buena revisión donde se compara la sensibilidad con el nivel de ruido). De hecho, se puede demostrar que la relación entre la relación señal ruido (SNR) de los dispositivos SV y MTJ y su nivel de magnetorresistencia (MR y TMR respectivamente, [32]) está dado por la ecuación 1.3 como ya se comentó, en el capítulo 1, al hacer el análisis comparativo entre ambas tecnologías.

Los dispositivos SV incorporan los siguientes mecanismos de ruido:

- Ruido independiente de la frecuencia:
  - Ruido térmico.
- Ruido dependiente de la frecuencia:
  - Ruido *flicker*.

Las fuentes de ruido se suponen no correladas debido a la naturaleza de los efectos físicos que producen el ruido. Así pues, la densidad espectral de ruido total está formada por la suma aditiva de las densidades espectrales de ruido térmico y *flicker*.

De todas las fuentes de ruido presentadas en los apartados anteriores, únicamente son de interés en el rango de frecuencias de las aplicaciones de medida de corriente las siguientes:

$$S_V^{\text{total}} \left[ \frac{\text{V}^2}{\text{Hz}} \right] = S_V^{\text{thermal}} + S_V^{1/f-SV} \quad (2.16)$$

### 2.6.3. Sistema experimental de medida de ruido (ASD, *Amplitude Spectral Density*)

La obtención de los datos experimentales se ha realizado usando la instrumentación descrita en el diagrama de la figura 2.15 donde la magnetorresistencia bajo prueba se polariza con una fuente DC de bajo ruido y mediante un amplificador de tensión de bajo ruido se conecta a un convertidor analógico-digital (ADC).

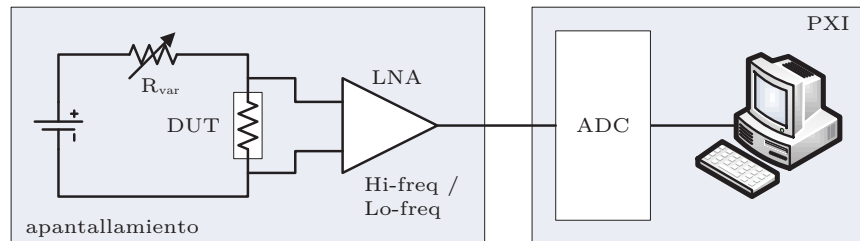
#### Sistema de polarización. Apantallamiento

Para medir los dispositivos (DUT), se preparó una pequeña placa que incluía una batería recargable y diversas resistencias de carbono intercambiables para poder polarizar estos dispositivos de manera independiente de la red, para minimizar el ruido externo. Además, se utilizaron cajas especiales de apantallamiento.

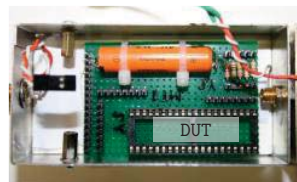
De la figura 2.15, puede observarse que se hace uso de varias resistencias en serie (1 k $\Omega$ , 2.2 k $\Omega$ , 10 k $\Omega$ , 100 k $\Omega$  y 1 M $\Omega$ ) con los elementos magnetorresistivos que se quieren medir, y con distintos valores de la tensión de alimentación (1.2 V, (1.2+4.5) V, (1.2+9) V) a fin de regular la corriente por la magnetorresistencias e introducir de este modo el mínimo ruido adicional al sistema. Se consiguen un amplio rango de corrientes de alimentación. La medida del ruido se realiza en paralelo al elemento, para poder realizar la medida de voltaje.

#### Amplificador de bajo ruido

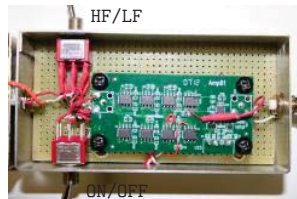
Se hizo uso también de un amplificador de bajo ruido (2 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ ) alimentado con baterías capaz de amplificar con una ganancia de 1000 en dos ventanas de frecuencia seleccionables independientes: baja (0.3 Hz–1 kHz) y alta (1 kHz–100 kHz). Antes de utilizar dicho amplificador, se realizó una medida de su ganancia en frecuencia utilizando un generador de funciones, cuyo resultado se muestra en la figura 2.16.



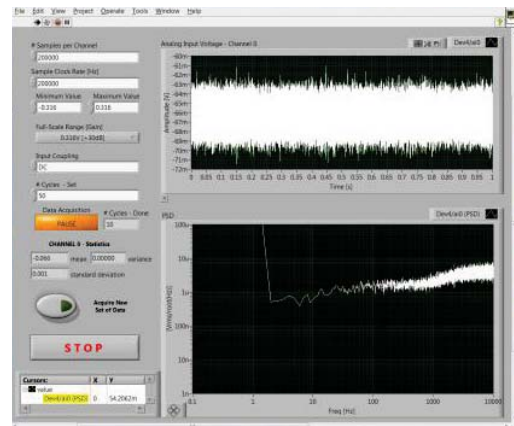
Esquema del sistema de medida



Polarización/apantallamiento



Amplificador de bajo ruido (LNA)



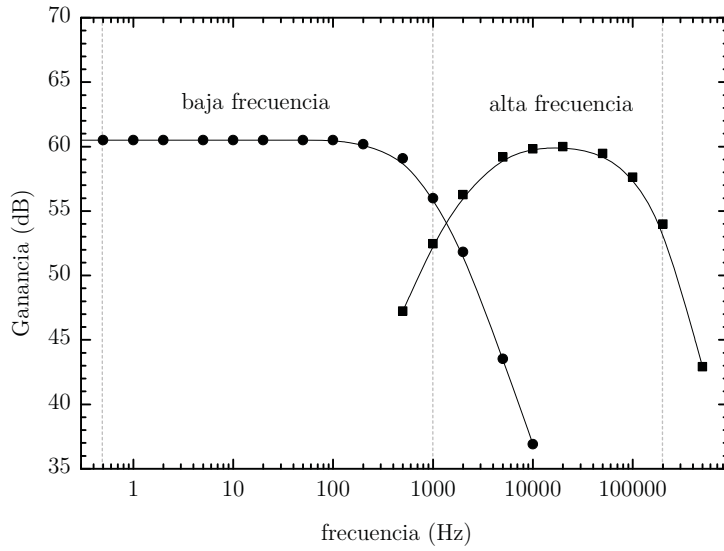
Interfaz LabView de toma y tratamiento de la medida

**Figura 2.15** Esquema del sistema de medida de ruido: DUT (*Device Under Test*), ADC (*Analog to Digital Converter*).

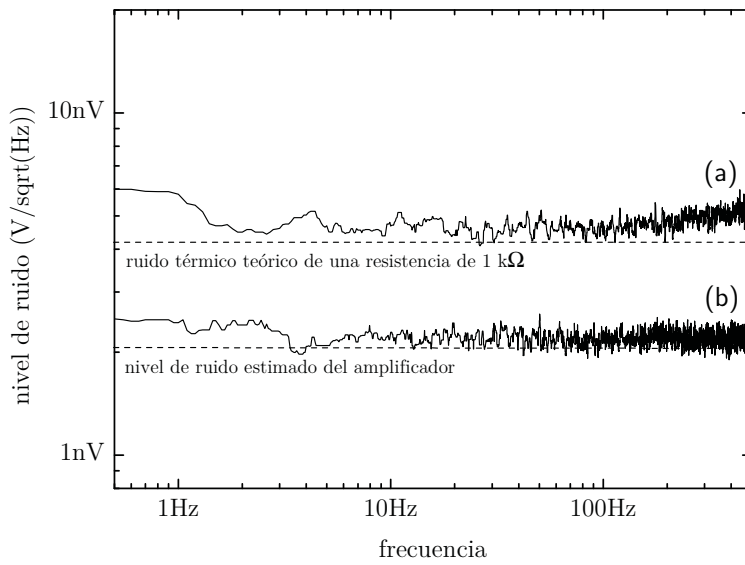
### Sistema adquisición

Las señales se recogieron mediante un sistema PXI incluyendo un ADC de 24 bit, 200 kHz de ancho de banda y una frecuencia espectral de  $8 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} @ 1 \text{ kHz}$ , conectado a un PC embebido. Este ordenador contaba con LabView y un programa que calculaba la ASD a partir de la adquisición de las señales.

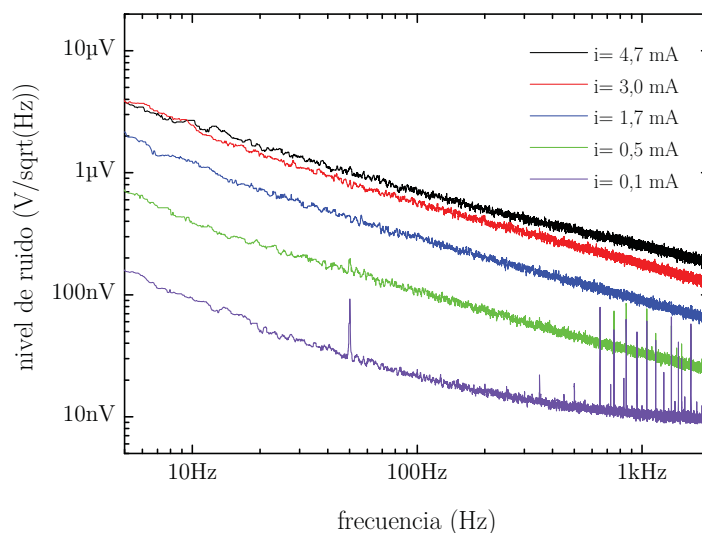
A fin de comprobar el correcto funcionamiento del sistema de medida de ruido, se midió el ruido intrínseco del amplificador utilizando una carga resistiva acoplada de  $50 \Omega$ . También se midió el ruido térmico de una resistencia común de carbono. Los resultados se muestran en la Fig. 2.17, en la que se observa el excelente comportamiento del sistema.



**Figura 2.16** Calibración en ganancia del amplificador de bajo ruido.



**Figura 2.17** Caracterización del sistema de medida de ruido: (a) medida del nivel de ruido de una resistencia de carbono de  $1\text{ k}\Omega$ , (b) medida del ruido intrínseco del amplificador.



**Figura 2.18** Medida de la amplitud espectral del ruido (ASD) en *spin valves* polarizadas a distintas corrientes.

#### 2.6.4. Resultados experimentales

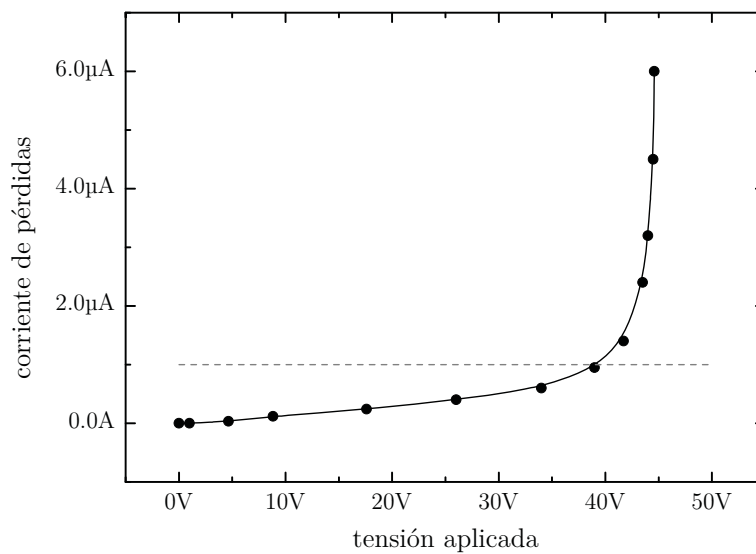
En la figura 2.18 se muestran las medidas experimentales del ruido para resistencias *spin valves* para distintas corrientes de polarización. De ella se puede observar que a mayor corriente de polarización, mayor ruido como cabía esperar. Para el caso de  $i = 0.5 \text{ mA}$  y para una frecuencia de  $100 \text{ Hz}$ , teniendo en cuenta el valor de la MR ( $1.13 \Omega/\text{mA}$ ) para la pista más estrecha ( $10 \mu\text{m}$ ) obtenido de la Tab. 2.2 y recordando que la  $R_0 = 1.1 \text{ k}\Omega$  (aproximadamente) se tiene un nivel de ruido equivalente de  $88 \text{ nA}$ , mientras que si se aumenta la corriente de polarización a  $i = 4.7 \text{ mA}$  (un factor 10 aproximadamente) el ruido equivalente aumenta en la misma proporción ( $880 \text{ nA}$ ) (ver Tab. 2.9). Además teniendo en cuenta la relación campo corriente (véase Tab. 2.2) y con los niveles de ruido obtenidos anteriormente se puede calcular el valor del ruido equivalente en campo magnético, estimado en unos  $5 \text{ nT}$ .

### 2.7. Consideraciones sobre aislamiento

Aunque se había comprobado el aislamiento en cada uno de los dispositivos sensores utilizados, a fin de estimar el aislamiento eléctrico entre las líneas de corriente y el sensor se le aplicó una tensión entre am-

**Tabla 2.9** Comparativa del ruido equivalente para una corriente de polarización de 0.5 mA a 100 Hz en función de la anchura de la pista.

	$R_{10}$	$R_{50}$	$R_{100}$	$R_{200}$
Ruido ( $\mu\text{A}$ )	0.088	0.425	0.900	1.639



**Figura 2.19** Medida del aislamiento eléctrico entre sensores y pistas de corriente en uno de los dispositivos.

bas, con una resistencia en serie de  $1\text{ M}\Omega$ , y midiendo la posible corriente de pérdidas existente. Los resultados se muestran en la Fig. 2.19.

Por razones obvias este tipo de medidas se ensayaron sólo con uno de los dispositivos, midiendo resistencias mayores que  $100\text{ M}\Omega$  para las tensiones habituales de trabajo (5 V) y corrientes de pérdidas siempre menores que  $1\text{ }\mu\text{A}$  para las tensiones de las fuentes utilizadas (30 V).





## Capítulo 3

# Aplicaciones

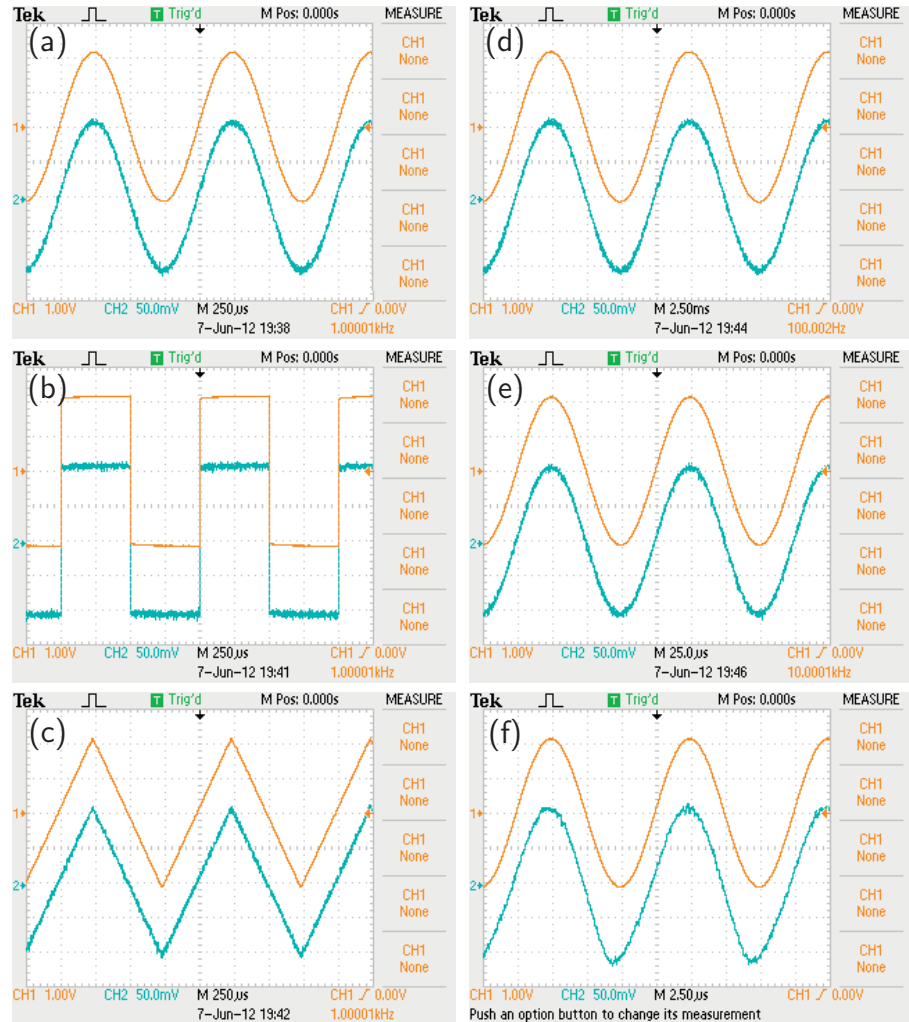
Como ya se ha dicho en repetidas ocasiones, debido a las ventajas que presenta el uso de la tecnología GMR (reducido tamaño, alta sensibilidad, alta escala de integración y bajo coste), éstos son candidatos ideales para su uso en aplicaciones microelectrónicas. En este capítulo, se propondrán tres: aislamiento analógico, medida de potencia eléctrica y conversión corriente frecuencia, siempre con la idea presente de la medida de corriente eléctrica en circuitos integrados.

### 3.1. Aislamiento analógico

Los dispositivos aisladores son utilizados en muchos sistemas electrónicos. Los aisladores usados más frecuentemente son aisladores ópticos (optoacopladores) y los acopladores capacitivos o inductivos (transformadores puros). Algunas desventajas comunes de estos dispositivos son que a menudo están limitados en linealidad y características de frecuencia, además necesitan una potencia considerable de consumo, presentan un tamaño no compatible con los circuitos integrados y normalmente requieren encapsulados híbridos.

T.M. Hermanet *et al.* [48] introdujeron por primera vez la posibilidad de utilizar la tecnología GMR como base de una nueva línea de acopladores aislados magnéticamente. En este primer intento, se utilizó una película de *sandwich* de GMR, en una configuración de puente de Wheatstone, para el desarrollo de aisladores lineales. Se han descrito también aisladores digitales basados en tecnología GMR [27].

Se plantea en este punto la posibilidad de usar puentes completos basados en *spin valves* ya que, como hemos demostrado, presentan ran-



**Figura 3.1** Dispositivos *spin valve* como aisladores analógicos. Para una frecuencia de 1 kHz, entrada: (a) senoidal, (b) cuadrada, (c) triangular; para una entrada senoidal, frecuencia: (d) 100 Hz, (e) 10 kHz, (f) 100 kHz.

gos útiles lineales adecuados, una buena sensibilidad y tamaño reducido.

Para demostrar el rendimiento de estos dispositivos como aisladores analógicos, se aplicaron diferentes señales eléctricas a través de los terminales de entrada, con la ayuda de un generador de señal. Los dispositivos fueron alimentados con una corriente directa de 1 mA y las señales

de salida fueron capturadas con un osciloscopio. Para la comparación se tomó también la corriente a través de una resistencia en serie de  $100\ \Omega$ . Algunos resultados ilustrativos se muestran en la Fig. 3.1 (a)-(c), donde como ejemplo se probó con tres tipos de señales: sinusoidales, cuadradas y triangulares, y puede ser visto el resultado exacto entre la salida y la señal en cualquier caso, observándose que no existe retraso en las reproducciones de ninguna de las tres señales ensayadas. El rendimiento del dispositivo frente a la frecuencia se investigó hasta 100 kHz, manteniéndose la fidelidad entre ambas señales, como se aprecia en la Fig. 3.1 (d)-(f).

## 3.2. Medida de potencia

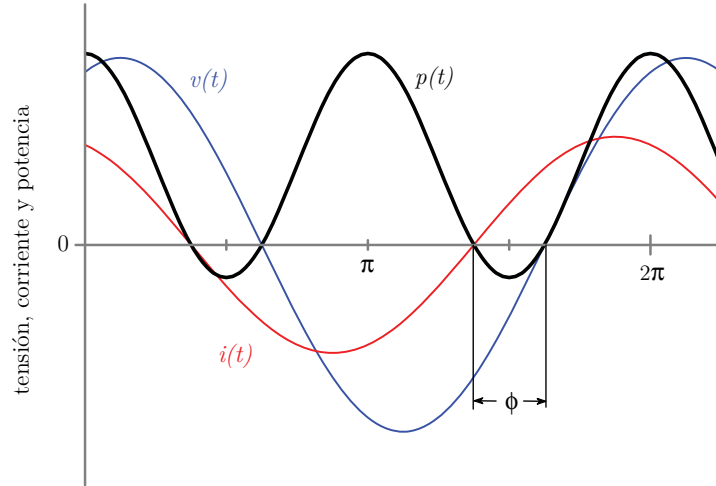
Continuamente están apareciendo nuevos escenarios que exigen nueva versatilidad, integrabilidad, precisión y bajo coste en los esquemas de medida de potencia eléctrica. Esta demanda está empujando a los ingenieros a investigar sobre principios de medida distintos de los tradicionales que se ajusten a estos requisitos [16].

Uno de los campos en que estas medidas son necesarias es en la microelectrónica moderna. Los avances de las tecnologías aumentan cada vez más la complejidad de las funciones y los módulos en circuitos integrados, *systems-on-chip* (SOC), sistemas micro-electromecánicos (MEMS) y otros dispositivos de última generación. Ello requiere de la supervisión de la distribución de potencia en diferentes partes del sistema. Una tecnología compatible con la CMOS, es imprescindible para poder integrar el medidor de potencia dentro del sistema.

Como ya se comentó en la introducción, los sensores de efecto Hall presentan algunas desventajas que les desaconsejan para su uso como medidores de potencia. Por contra, los sensores GMR ofrecen una opción alternativa interesante, ya que muestran una característica multiplicadora que puede ser aprovechada para la medida directa de potencia eléctrica.

### 3.2.1. Principio de medida

El método habitual de medida de potencia es la adquisición de la corriente y de la tensión para realizar su multiplicación en tiempo real mediante un sistema eléctrico o electrónico. En este caso, la salida del multiplicador es la potencia instantánea.



**Figura 3.2** Formas de ondas de la tensión, corriente y potencia instantáneas.

$$P(t) = v(t) i(t) \quad (3.1)$$

donde la tensión y la corriente instantáneas son de la forma (véase Fig. 3.2)

$$v(t) = V_m \sin(\omega t + \phi) \quad (3.2)$$

$$i(t) = I_m \sin(\omega t) \quad (3.3)$$

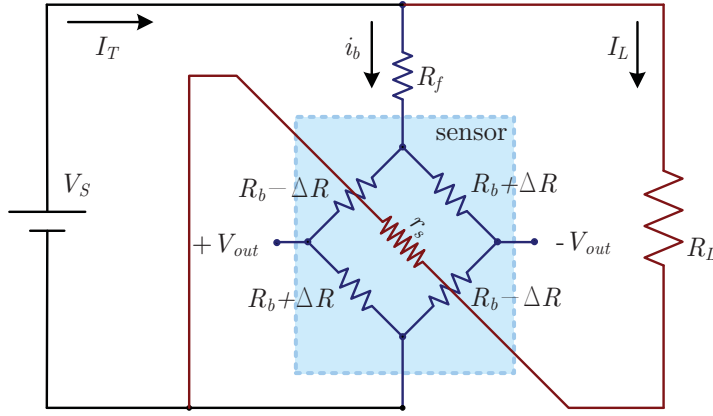
Entonces la potencia activa puede ser descrita como:

$$P = \frac{1}{T} \int v(t) i(t) dt = VI \cos(\phi) \quad (3.4)$$

donde  $V = V_m/\sqrt{2}$  e  $I = I_m/\sqrt{2}$  son los valores RMS de  $v(t)$  e  $i(t)$ , respectivamente.

En esta aplicación sólo se va a trabajar en el rango de DC, es decir, se usará como elemento resistivo una resistencia de carga, de modo que no existe dependencia con la frecuencia de manera directa, así el paso de potencia instantánea a media es inmediato, pues no existe desfase entre las señales  $v(t)$  e  $i(t)$ .

El esquema de medida considerado utilizado para esta aplicación está representado en la figura 3.3. Se han demostrado esquemas similares



**Figura 3.3** Esquema para la medida de la potencia eléctrica.

para medidas de potencia basados en Hall [49] y en AMR [50, 51] para potencias medias (1 W-1 kW).

En la figura 3.3,  $V_S$  es la fuente de alimentación, pero puede ser sustituido por cualquier rama activa del circuito integrado, siendo  $V_S$  su tensión de Thévenin equivalente. Para simplificar, se considera que la impedancia de entrada de la fuente es cero.  $R_L$  es la resistencia de carga donde se entrega la potencia. Como antes,  $R_L$  puede ser sustituida por cualquier rama pasiva del circuito integrado, siendo  $R_L$  su impedancia equivalente.  $R_f$  se utiliza para alimentar al puente de Wheatstone y controlar la corriente de alimentación.  $r_s$  es la resistencia de inserción (de pérdidas) del dispositivo, debido a la resistencia (baja) de la pista de corriente.

Para el siguiente análisis, consideramos una tensión de *offset* nula del puente completo de Wheatstone. De esta manera:

$$V_o = \Delta R \cdot i_b = MR \cdot I_L \cdot i_b \quad (3.5)$$

siendo  $I_L$  la corriente conducida por la carga, igual a la corriente sometida a través del sensor.

Asumiendo que:

$$i_b = \frac{V_S}{R_f + R_b}$$

y

$$V_L = \frac{R_L}{R_L + r_s} V_S$$

**Tabla 3.1** Relación de parámetros considerados.

Parámetros	Mínimo	Típico	Máximo
Magnetorresistencia (MR, $\Omega/\text{A}$ )	50 (PW)		1500 (SN)
Resistencia de pista ( $r_s$ , $\Omega$ )	8 (PW)		40 (SN)
Resistencia de alimentación ( $R_f$ , $\text{k}\Omega$ )	1	4.7	100
Resistencia del puente ( $R_b$ , $\text{k}\Omega$ )		1.1	
Voltaje de entrada ( $V_S$ , V)	3.3	5.0	9.0
Resistencia de carga ( $R_L$ , $\text{k}\Omega$ )	0.01	0.1–10	100
Corriente de alimentación ( $i_b$ , mA)	0.1	1	5
Corriente de carga ( $I_L$ , mA)	0.1 (SN)	1–50	100 (PW)

se puede reescribir la ecuación 3.5 como:

$$V_o = \frac{\text{MR}}{R_L} \frac{R_L + r_s}{R_f + R_b} (V_L \cdot I_L) \quad (3.6)$$

Obviamente,  $P_L = V_L \cdot I_L$ , con todo, y asumiendo  $r_s \ll R_L$ , se obtiene una relación lineal entre la potencia en la carga y el voltaje de salida del sensor:

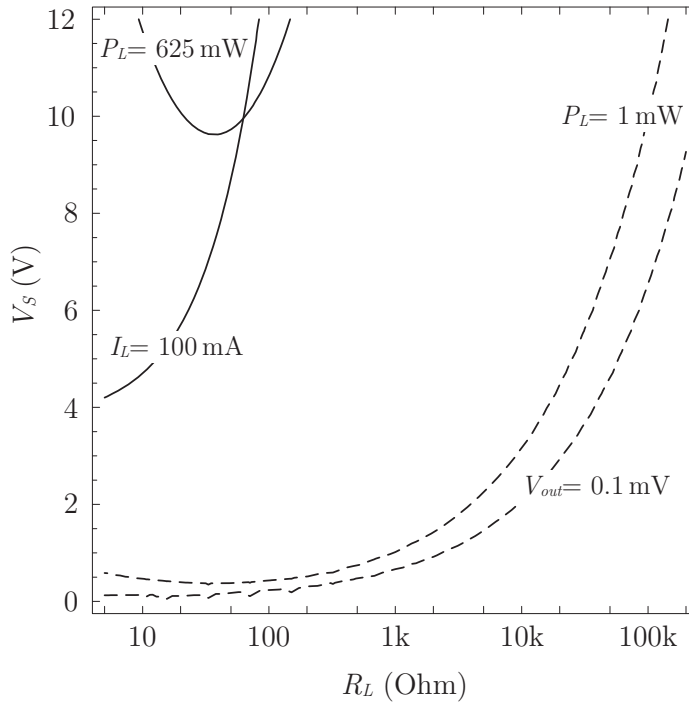
$$\frac{dV_o}{dP_L} = \frac{\text{MR}}{R_f + R_b} \quad (3.7)$$

demostrando así la característica multiplicadora del esquema y su propiedad de dar un voltaje de salida que es proporcional a la potencia entregada a la carga.

### 3.2.2. Resultados experimentales

A fin de estimar el rango de utilidad del esquema de medida propuesto, se deben tener en cuenta algunas consideraciones. La mayoría de las limitaciones surgen del diseño de sensor. Un resumen de los parámetros limitantes se enumera en la tabla 3.1.

Existen dos límites que definen los rangos de voltajes y las resistencias de carga que pueden medirse. Éstos son, para el límite superior, la corriente que circula a través del sensor, que en el caso del PW se da si supera los 100 mA, ya que a partir de este valor aparecen derivas por temperatura. En la parte del límite inferior de potencia, la sensibilidad del sensor es el parámetro clave. Los resultados calculados de los límites impuestos por las restricciones de potencia se muestran en la figura 3.4.



**Figura 3.4** Valores calculados de las limitaciones del sistema debido a altas corrientes (líneas continuas) y a bajas corrientes (líneas discontinuas).

Como puede observarse en ella, si se asume una salida mínima aceptable de 0.1 mV, podrán medirse potencias ligeramente inferiores a 1 mW.

El carácter no aislador de la medida también tiene que ser considerado. Como se observa en la figura 3.3 el voltaje de alimentación se ha extraído del voltaje de entrada a través de  $R_f$  (el valor usado para realizar los cálculos a fin de obtener los resultados de la figura 3.4, de esta resistencia ha sido de 4.7 kΩ).

Aún siendo un esquema simple y útil para sistemas de baja potencia, esta configuración agrega un efecto de carga y consumos de energía adicionales que deben ser evaluados, por lo que si se analiza el efecto de la carga se tiene:

$$V_S = i_b (R_f + R_b) = I_L (R_L + r_s) = (i_b + I_L) \frac{(R_f + R_b) (R_L + r_s)}{R_f + R_b + R_L + r_s}$$

y

$$\frac{i_b}{I_L} = \frac{R_L + r_s}{R_f + R_b}$$

$$\frac{i_b}{i_b + I_L} = \frac{R_L + r_s}{R_f + R_b + R_L + r_s}$$

Por comodidad, se define un factor de efecto de carga como:

$$LF \equiv \frac{R_L + r_s}{R_f + R_b} \quad (3.8)$$

de esta manera,

$$\frac{i_b}{I_L} = LF$$

$$\frac{i_b}{I_T} = \frac{LF}{1 + LF}$$

Cuanto menor sea el parámetro  $LF$ , menor es el efecto de la carga. Al ser  $R_b$  y  $r_s$  parámetros intrínsecos de los sensores, son entonces invariables, y es la  $R_f$  la que debe aparecer como una opción de diseño. A fin de obtener una tensión de salida detectable (véase ecuación 3.5),  $R_f$  no puede ser tomada extremadamente grande. Como se demostrará más tarde, un valor de  $R_f$  de  $4.7\text{k}\Omega$  es una buena opción. En cualquier caso, una vez  $R_f$  se ha establecido, la relación entre el voltaje de salida y la potencia en la carga no está vinculada al efecto de carga (véase ecuación 3.7).

Sin embargo y dependiendo de parámetros específicos, parte de la potencia es también consumida en otras resistencias. En concreto, puede ser demostrado que:

$$\frac{P_f}{P_L} = \frac{R_f}{R_L} \left( \frac{R_L + r_s}{R_f + R_b} \right)^2 = \frac{R_f}{R_L} LF^2$$

Por otra parte,  $r_s$  provoca una pérdida de potencia de:

$$\frac{P_b}{P_L} = \frac{R_b}{R_L} \left( \frac{R_L + r_s}{R_f + R_b} \right)^2 = \frac{R_b}{R_L} LF^2$$

A partir de los cálculos realizados (véase figura 3.5), se trata de observar estos efectos mediante el esbozo de algunos de los resultados. Se observa fácilmente que el efecto principal es debido a la resistencia de inserción ( $r_s$ , un 10% de la potencia en la carga). En cualquier caso, este efecto puede reducirse fácilmente aumentando el ancho de las pistas



de corriente.  $R_f$  y la impedancia de sensor introducen bajos consumos de potencia adicional, sólo considerables en voltajes altos. Por ejemplo, la máxima potencia entregada a la resistencia de polarización ( $R_f$ ), en el rango de aplicación considerado es menor de 20 mW, por lo que podría ser considerada en una implementación integrada. En cualquier caso, debido a las características del sistema, el voltaje de salida sólo está vinculado con la potencia consumida por  $R_L$ .

Esta  $r_s$  es una de las fuentes de error del sistema. Como se ha explicado arriba, si no se cumple la condición  $r_s \ll R_L$ , entonces se mantiene la siguiente igualdad:

$$V_{o,\text{real}} = \left(1 + \frac{r_s}{R_L}\right) V_{o,\text{ideal}} \quad (3.9)$$

Por lo tanto, si se supone un error del 10 %, el  $R_L$  debe ser, diez veces menor que  $r_s$ . Además,  $r_s$  provoca una pérdida de potencia de:

$$\frac{P_s}{P_L} = \frac{r_s}{R_L}$$

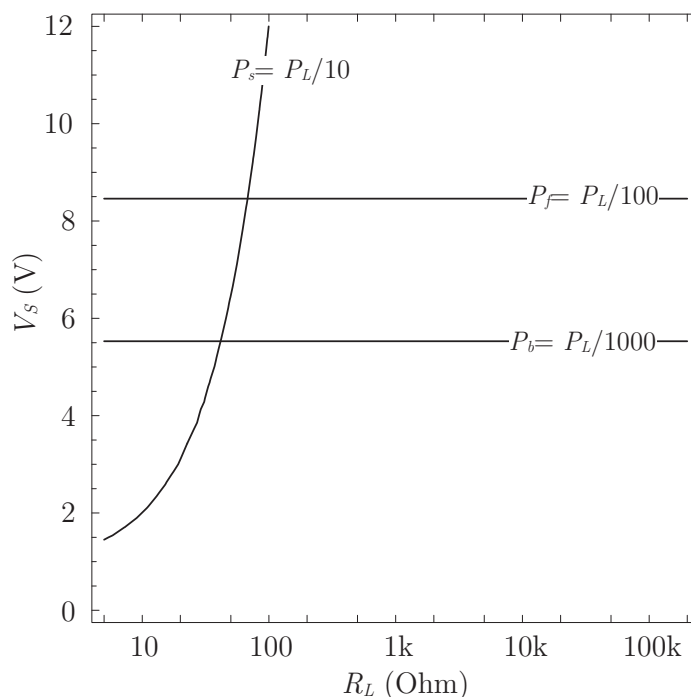
Por otra parte, las tolerancias de fabricación siempre introducen voltajes de desequilibrio. Tales *offsets* producen una salida no nula para  $I_L = 0$ . En nuestro diseño particular, el desplazamiento de voltaje es bajo, pero tiene que ser considerado (véase figura 3.6).

Experimentalmente se han realizado barridos regulares de  $R_L$ , para algunos valores dados de  $V_S$ . En consecuencia, la potencia entregada a  $R_L$  ( $P_L$ ) fue cambiando a fin de estudiar el comportamiento del voltaje de salida del puente. Los resultados obtenidos se muestran en la figura 3.6 para tres diferentes valores de la fuente de tensión DC,  $V_S$  (3.3, 5 y 9 V).

Como se puede observar, los resultados extraídos de los cálculos teóricos ajustan con precisión los de las medidas realizadas. Las desviaciones de bajas  $R_L$  (grandes  $I_L$ ) están relacionadas con efectos de calentamiento. Debido a la anchura de las pistas más estrechas, los efectos de auto-calentamiento son más apreciables en los dispositivos de tipo SN.

Como ya se predijo, un amplio rango de los valores de  $R_L$  pueden cubrirse mediante la combinación de dispositivos, considerando voltajes moderados de entrada. Para valores mayores de  $R_L$ ,  $P_L$  se vuelve menor y también lo hace  $V_{\text{out}}$ . En esta región se puede apreciar una pequeña tensión de *offset*. Esta  $V_{\text{off}}$  es más significativa para un mayor voltaje de entrada.

Por último, con el fin de demostrar la potencialidad del circuito para la medición de potencia de DC a nivel de circuito integrado, la tensión

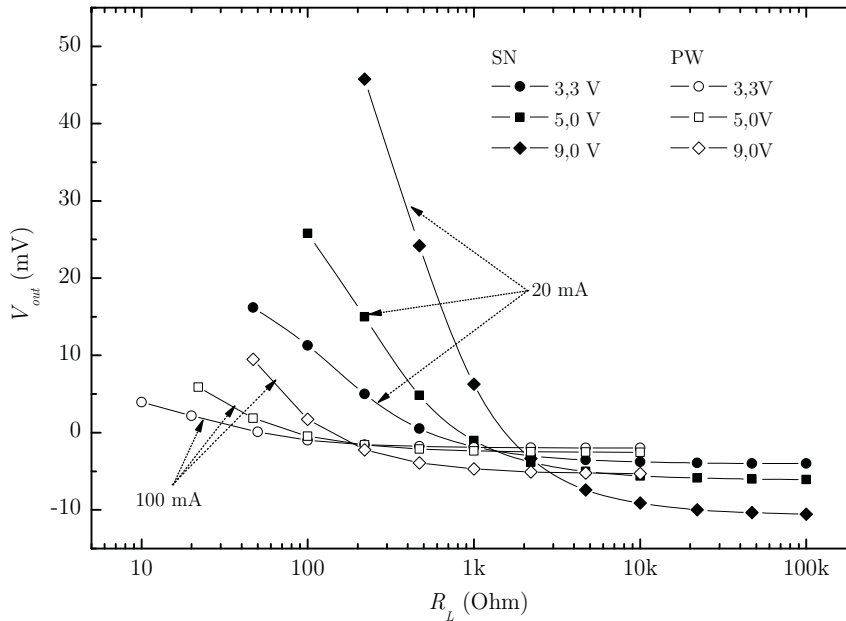


**Figura 3.5** Limitaciones calculadas debido al consumo en resistencias distintas a  $R_L$ .

de salida (con el *offset* corregido) frente a la potencia en la carga ( $R_L$ ) se muestra en figura 3.7.

Debido a su alta sensibilidad, una mayor señal de salida proviene de los dispositivos tipo SN. Un rango de potencia desde  $100 \mu\text{W}$  a  $1 \text{ W}$  (cuatro décadas) puede ser cubierto por la combinación de ambos tipos de dispositivos. Dentro de este rango, la respuesta del dispositivo está cerca de la linealidad. Para potencias superiores aparecen desviaciones de linealidad, debidas al efecto de  $r_s$  (véase la ecuación 3.9).

Hay que tener en cuenta que, en cualquier caso, las corrientes conducidas se mantienen dentro de los rangos donde los efectos de auto-calentamiento son despreciados. Las desviaciones a bajas potencias son debidas al efecto del voltaje de *offset*, que rompe la linealidad predicha por la ecuación 3.7.



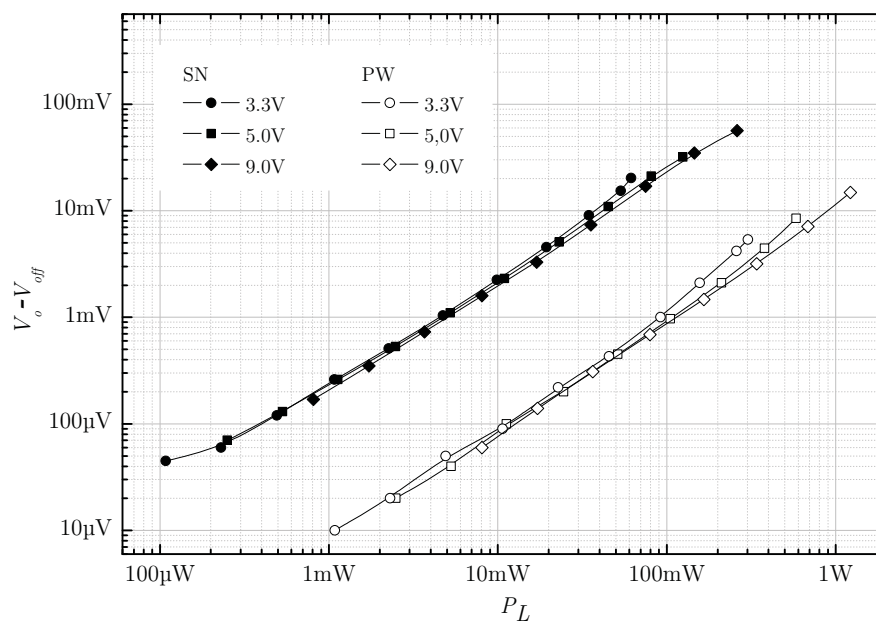
**Figura 3.6** Tensión de salida medida en función de  $R_L$  para valores típicos de  $V_s$ .

### 3.3. Conversión corriente-frecuencia

De la necesidad de tener señales digitales para poder tratarlas posteriormente de manera más sencilla, resulta interesante poder convertir valores de resistencia en valores proporcionales de frecuencia. De este modo algunos problemas tales como el ruido o los desequilibrios en tensión, pueden reducirse.

En este apartado, se describe la conversión de corriente a frecuencia  $I-f$  para la monitorización de bajas corrientes, por medio de sensores GMR. Se han utilizado dispositivos específicos probándose el sistema por medio de componentes discretos con una PCB.

Como sabemos, este tipo de dispositivos se pueden polarizar a frecuencia alterna para reducir el efecto del ruido, y tratar de obtener mejores resoluciones. En este sentido, y después de lo expuesto en el capítulo 2, los dispositivos GMR muestran principalmente un ruido del tipo  $1/f$ , por lo que conviene conocer si la relación señal ruido (SNR) de éstos se mantiene, como se ha visto anteriormente. Para ello se ha medido el nivel de ruido en término de su densidad espectral de ampli-



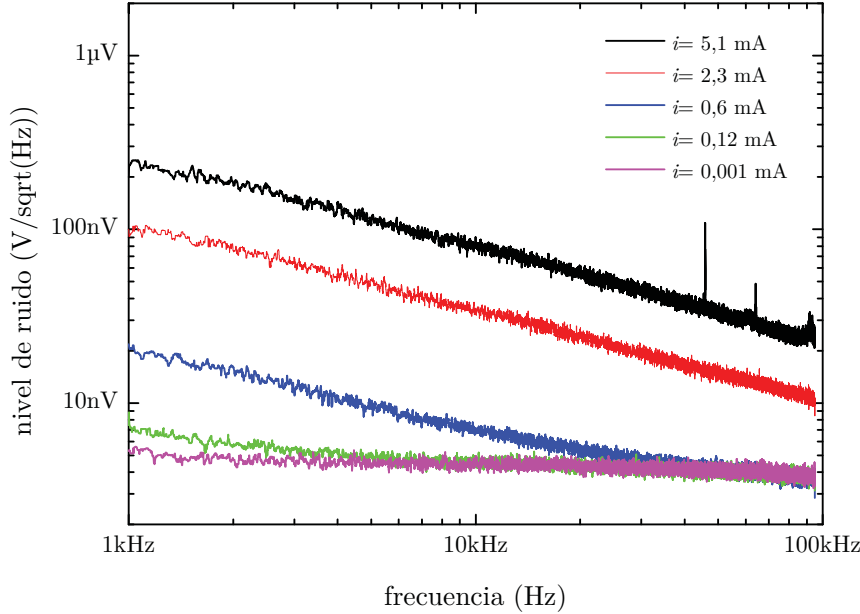
**Figura 3.7** Tensión de salida medida en función de la potencia consumida en  $R_L$ .

tud (ASD) en el rango de frecuencia de interés, desde 1 kHz a 100 kHz. Los resultados se muestran en la figura 3.8 para diferentes corrientes de polarización y de la cual se puede observar fácilmente el comportamiento  $1/f$ .

Para frecuencias cercanas a 10 kHz y para una corriente de polarización sobre 1 mA, se pueden medir señales por debajo de 100 nV, con lo que considerando la sensibilidad del dispositivo de 1 mV/V/mA teóricamente se podría medir corriente por debajo de 0.1  $\mu$ A.

### 3.3.1. Esquemas considerados

A continuación se van a describir con detalle las dos soluciones propuestas. La primera solución es adecuada para un sensor con resistencias individuales (dispositivo simple) ya que realiza una conversión  $R-f$ , mientras la segunda se considera más apropiada para sensores resistivos en configuración de puente completo, operando como convertidores  $V-f$ .

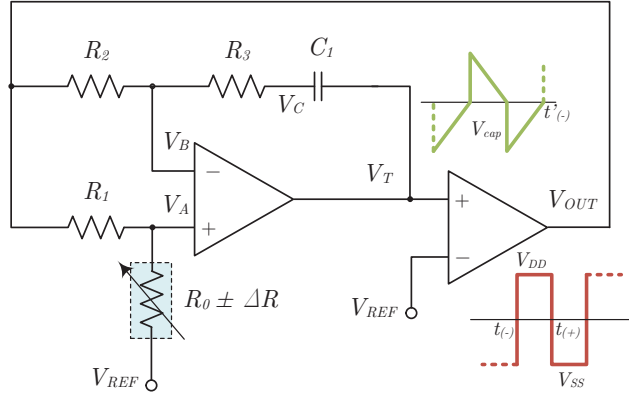


**Figura 3.8** Medidas de nivel de ruido en dispositivos *spin valve* para distintas corrientes de polarización en el rango de frecuencia de polarización previsto.

### Dispositivo simple

En primer lugar se va a considerar un circuito simple convertidor resistencia-frecuencia, como muestra la Figura 3.9, en donde se puede observar que emplea dos amplificadores operacionales. Básicamente es un oscilador consistente en un amplificador en puente y un comparador. Las tres resistencias  $R_1$ ,  $R_2$  y  $R_0 \pm \Delta R_0$ , y la combinación de  $R_3$  con  $C_1$  forman los brazos del puente. Asumiendo los amplificadores operacionales como ideales, se puede decir que el circuito funcionará como oscilador cuando  $R_0 \pm \Delta R_0$  posea un valor mayor que  $R_1 \cdot R_3 \parallel R_2$ .

Esta solución, basada en la topología descrita en [52], está compuesta por un integrador inversor, que genera una señal de rampa de tensión  $V_t$ , seguido por un comparador de paso por cero, proporcionando una onda cuadrada de voltaje de la señal  $V_{out}$  cuya frecuencia depende del valor del elemento  $R_0 \pm \Delta R_0$  sensor. Finalmente, este último, que representa la variable del elemento de detección de corriente (es decir,



**Figura 3.9** Esquema eléctrico del convertidor  $R$ - $f$  considerado.

$R_0 \pm \Delta R_0 = f(I)$ , como se ha indicado antes), permite llevar a cabo la conversión corriente a frecuencia ( $I$ - $f$ ). Además, el circuito se basa en una topología de oscilador, donde la principal tensión de salida generada,  $V_{out}$ , representa simultáneamente también la señal de retroalimentación negativa, que cierra el bucle de circuito, proporcionando un voltaje de excitación en AC para el sensor GMR.

A partir del análisis directo, es posible demostrar que, para condiciones ideales (en particular, teniendo en cuenta que los dos niveles de voltaje de salida de saturación tiene el mismo valor en módulo, como se muestra en la figura 3.9), la frecuencia de oscilación del circuito se puede expresar como una función de  $R_{sen} = R_0 \pm \Delta R_0$ . Para ello, partiendo de las condiciones iniciales para  $t(-)$ , se tiene:

$$V_{out} = V_{DD} \quad (3.10)$$

$$V_+ = V_- = V_{DD} \frac{R_{sen}}{R_1 + R_{sen}} \quad (3.11)$$

y realizando los cálculos oportunos se llega a:

$$V_T^+(T) = V_T^+ + \int_0^{T/2} I_c \frac{1}{C} dt \quad (3.12)$$

donde  $I_c = I_{R_2}$  viene dada por:

$$I_{R_2} = -\frac{V_{SS}}{R_2} + V_{SS} \frac{R_{sen}}{R_2(R_1 + R_{sen})} \quad (3.13)$$

con lo que, como  $V_T^+(T) = 0$ , se tiene:

$$T = -2C \frac{V_T^+}{I_{R_2}} \quad (3.14)$$

A partir de esta última ecuación, y teniendo en cuenta (sustituyendo) las condiciones en los tiempos  $t(-)$  y  $t(+)$ , la frecuencia de oscilación del circuito se puede expresar de la siguiente manera:

$$f = \frac{R_1}{4C_1[R_2(R_0 \pm \Delta R_0) - R_1 R_3]} \quad (3.15)$$

Por otra parte, de la ecuación 3.15, teniendo en cuenta la posibilidad de evaluar las variaciones relativas  $\Delta R_0$  del elemento sensor, con respecto a su valor inicial  $R_0$  (es decir, su valor de referencia), es posible lograr también la desviación teórica  $\Delta f$  de la frecuencia de oscilación  $f$  de salida, a partir de un valor de desplazamiento  $f_0$ , como se indica en la siguiente ecuación:

$$\Delta f = -\frac{\pm \Delta R_0 (R_1 R_2)}{4C_1 (R_2 R_0 - R_1 R_3)^2} \quad (3.16)$$

### Puente completo

La segunda solución de interfaz propuesta, se muestra en la figura 3.10. Es también un circuito oscilante y realiza una conversión  $V-f$ . Esta topología de circuito, es una nueva versión, modificada y simplificada de la propuesta en [53]. Está compuesta por: un seguidor de tensión (en la primera etapa) que desacopla el puente de salida del nodo  $V_A$  desde la entrada de inversión de baja impedancia de la etapa siguiente para evitar efectos de carga a la rama del puente; un integrador de tensión inversora (la segunda etapa), que genera una señal de voltaje de rampa  $V_T$ ; y un comparador de voltaje (la tercera etapa) para proporcionar una tensión de onda cuadrada de la señal  $V_{out}$  cuya frecuencia depende de la tensión de salida diferencial del puente (es decir,  $V_B - V_A$ ). Esta última, de hecho, representa la tensión diferencial a través de  $R$ , que genera un nivel de corriente adecuado de carga (y descarga) del condensador  $C$ . Además, el bucle de realimentación cerrado del circuito oscilante de relajación permite la generación de la salida de onda cuadrada de  $V_{out}$  que, al mismo tiempo, también actúa como la señal de tensión de excitación de AC para el puente completo basado en GMR. En este caso, las cuatro resistencias del puente se pueden considerar los elementos resistivos de

detección de corriente variables (es decir,  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  y  $R_4$  son dependientes de la corriente  $I$ , como se dijo antes) lo que permite llevar a cabo de nuevo la conversión  $I-f$ .

También en este caso, a partir del análisis sobre la base de las condiciones ideales del circuito, se puede evaluar la frecuencia de oscilación de salida, como una función de las cuatro resistencias de puente.

Partiendo de las condiciones iniciales:

$$V_B = V_+^- = V_{dd} \frac{R_4}{R_1 + R_4} = V_-^- = V_C \quad (3.17)$$

$$V_A = V_{dd} \frac{R_3}{R_2 + R_3} \quad (3.18)$$

y realizando los cálculos oportunos se llega a:

$$V_T^+(T) = V_T^+ + \int_0^{T/2} I_c \frac{1}{C} dt \quad (3.19)$$

dónde  $I_C = I_R$  dada por:

$$I_R = \frac{V_A - V_B}{R} = I_C \quad (3.20)$$

con lo que, como de la condición  $V_T^+(T) = 0$  se tiene:

$$T = -2C \frac{V_T^+}{I_R} \quad (3.21)$$

a partir de la última ecuación, y teniendo en cuenta (sustituyendo) las condiciones en los tiempos  $t(-)$  y  $t(+)$ , la frecuencia de oscilación del circuito se puede expresar de la siguiente manera:

$$f = \frac{1}{2RC} \left( \frac{R_4}{R_1 + R_4} - \frac{R_3}{R_2 + R_3} \right) \quad (3.22)$$

teniendo en cuenta que los dos niveles de voltaje de saturación de salida del comparador tienen el mismo valor del módulo, las cuatro resistencias del puente tienen el mismo valor de referencia  $R_0$  y  $R_1 = R_3$  disminuyen (es decir,  $R_0 - \Delta R_0$ ), mientras que  $R_2 = R_4$  aumentan (es decir,  $R_0 + \Delta R_0$ ). Por lo tanto, teniendo en cuenta sólo el efecto de las variaciones relativas  $\Delta R_0$  de los cuatro elementos sensores, con respecto a la misma resistencia de referencia  $R_0$ , la ecuación puede ser fácilmente expresada de la siguiente manera:



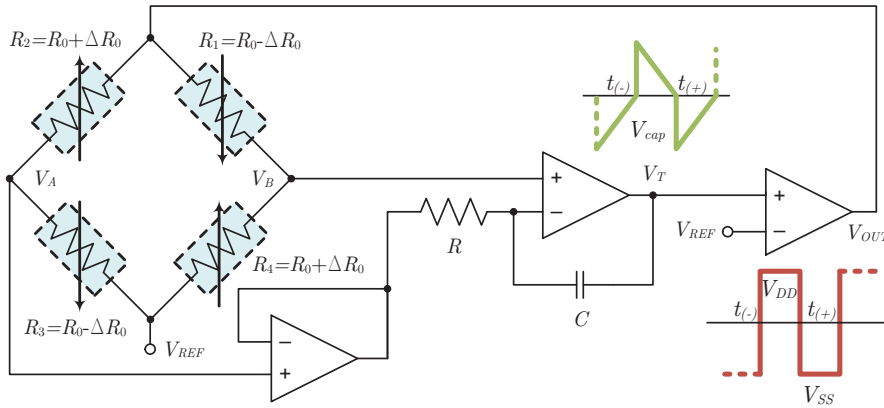


Figura 3.10 Esquema eléctrico del convertidor  $V$ - $f$  considerado.

$$f = \frac{1}{2RC} \left( \frac{\Delta R_0}{R_0} \right) \quad (3.23)$$

En consecuencia, para esta configuración de circuito, la desviación teórica  $\Delta f$  de la frecuencia de oscilación de salida  $f$ , en función de la variación de la relación  $\Delta R_0/R_0$  llamado  $\delta$ , puede ser evaluado por:

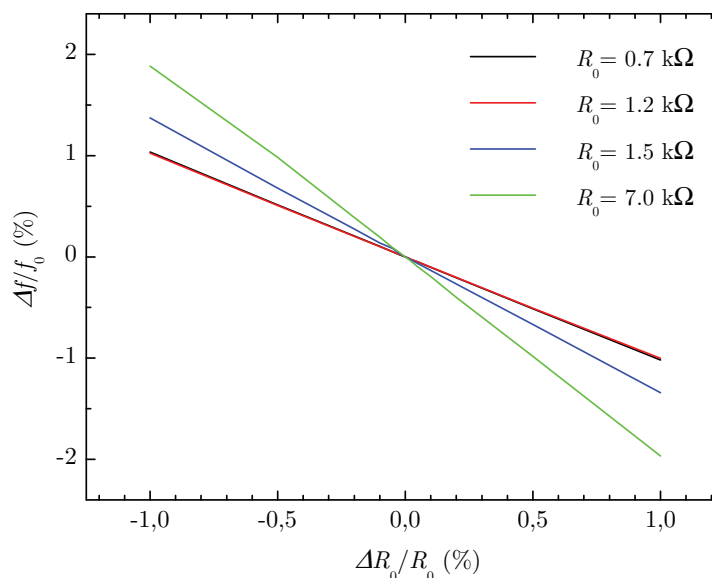
$$\Delta f = \frac{\delta}{2RC} \quad (3.24)$$

### 3.3.2. Simulaciones con PSpice

A fin de poder corroborar los valores teóricos obtenidos a partir de las ecuaciones descritas anteriormente, se van a realizar unas simulaciones, dónde como herramienta de trabajo se utilizará el PSpice, tanto en el caso del circuito simple ( $R$ - $f$ ), como en el del puente ( $V$ - $f$ ). El amplificador operacional utilizado, para realizar las simulaciones en ambos circuitos es el TL08x.

#### Dispositivo simple

En la figura 3.11 se muestra con más detalle, los resultados de la simulación del convertidor  $R$ - $f$  (véase la Fig. 3.9), mostrando el porcentaje de variación relativa de la frecuencia de oscilación  $\Delta f_0/f_0$  como una función del porcentaje de cambio relativo de la resistencia del sensor



**Figura 3.11** Resultados simulados del convertidor  $R$ - $f$  considerado.

$\Delta R_0/R_0$ , teniendo en cuenta un rango de variación máximo del  $\pm 1\%$  (típico para dispositivos lineales GMR) y para diferentes valores de  $R_0$ .

A través de estas simulaciones, se ha demostrado que el circuito es capaz de operar, estableciendo adecuadamente los valores de los componentes externos pasivos (es decir,  $R_3$  y  $C_1$ ), en un amplio rango dinámico de la gestión de las resistencias del sensor con valores desde  $700 \Omega$  hasta  $7 \text{ k}\Omega$  (rango típico de las resistencias GMR), manteniéndose una muy buena linealidad. En particular, con referencia a la Fig. 3.9 y la Fig. 3.11, las simulaciones se han realizado mediante el establecimiento de  $R_1 = 3.3 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 4.7 \text{ k}\Omega$  (que se han implementado como componentes pasivos integrados en el *chip*), mientras que  $R_3$  y  $C_1$  se han considerado elementos pasivos externos de primer orden cuyos valores se pueden ajustar adecuadamente dependiendo del sensor resistivo del valor de referencia  $R_0$  del propio sensor resistivo, para regular mejor tanto la frecuencia de oscilación de salida inicial  $f_0$ , como el rango dinámico lineal del circuito, la sensibilidad y la resolución. En este sentido, para cada valor estimado de  $R_0$ , se puede considerar una pareja diferente de  $R_3$  y  $C_1$  para alcanzar frecuencias adecuadas a partir  $f_0$ , buenas sensi-

**Tabla 3.2** Valores simulados del circuito  $R$ - $f$ , principales resultados.

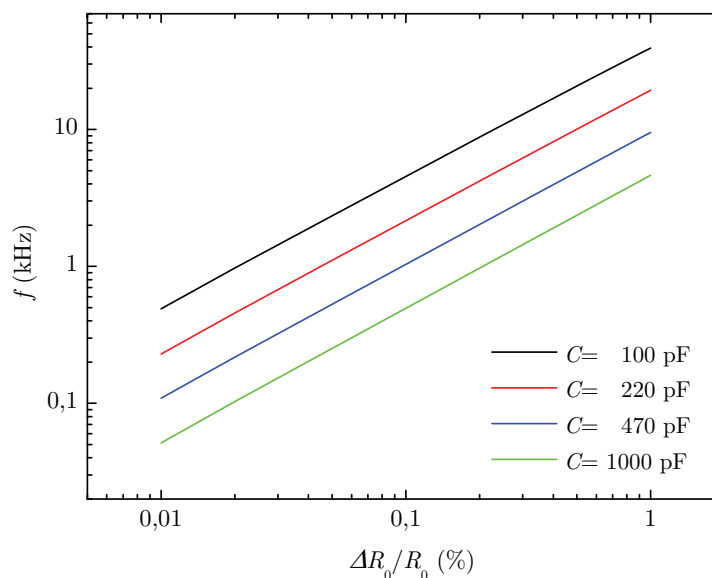
$R_0$	$R_3$	$C_1$	$f_0$	Sensibilidad	Coef. lineal
[k $\Omega$ ]	[k $\Omega$ ]	[nF]	[kHz]	$[\frac{\Delta f_0/f_0}{\Delta R_0/R_0}]$ (%)	
0.7	0.0018	22	10.04	0.883	0.9999
1.2	0.0018	15	8.80	0.903	0.9999
5	1.8	4.7	9.08	1.238	0.9999
7	3.3	6.8	5.19	1.412	0.9998

bilidades y buenos coeficientes de linealidad, tal y como se detalla en la tabla 3.2.

### Puente completo

En cuanto al circuito convertidor  $V$ - $f$  mostrado en la figura 3.10, los resultados de simulación muestran los valores de frecuencia de oscilación  $f$  de salida como función de la variación porcentual relativa de la resistencia del sensor  $\Delta R_0/R_0$ , que van desde  $\pm 0.01\%$  a  $\pm 1\%$ , se muestran en la figura 3.12. En este caso, la resistencia  $R$  se ha fijado a  $1\text{ k}\Omega$  (que ha sido implementado como un componente pasivo integrado en el *chip*), mientras que las cuatro resistencias del puente se han considerado emparejadas y que tienen el mismo valor de referencia  $R_0 = 1.1\text{ k}\Omega$ . A partir de los resultados representados en la figura 3.12, se ha demostrado que el circuito puede manejar amplias variaciones relativas dinámicas de las resistencias del puente mostrando una muy buena linealidad, también para diferentes ajustes de sensibilidad. Más en detalle, el condensador  $C$  (que ha sido considerado como un elemento pasivo externo fuera del *chip*) ha sido adecuadamente fijado a cuatro diferentes valores comerciales, dependiendo en los casos prácticos de la referencia de los sensores resistivos propia, así como para regular adecuadamente de forma externa la frecuencia de operación de salida, la sensibilidad y la resolución del circuito y su rango dinámico lineal, la consecución de los resultados se muestran en la tabla 3.3.

Por otra parte, también es importante tener en cuenta que, por ejemplo, fijando  $C = 470\text{ pF}$ ,  $R = 1\text{ k}\Omega$  y considerando el mismo rango de variación de las resistencias (es decir, hasta  $1\%$ ), el cambio de la frecuencia de oscilación  $\Delta f$  como una función el porcentaje de variación resistiva  $\Delta R_0/R_0$  es un valor bastante constante (es decir, una sensibili-



**Figura 3.12** Resultados simulados del convertidor  $V$ - $f$  considerado.

**Tabla 3.3** Valores simulados del circuito  $V$ - $f$ , principales resultados.

$C$ [pF]	$f_0$ [kHz]	Sensibilidad [ $\frac{\Delta f[\text{kHz}]}{\Delta R_0/R_0[\%]}$ ]	Coef. lineal
100	32.16	31.13	0.9978
220	18.46	17.61	0.9988
470	9.74	9.29	0.9995
1000	4.91	4.68	0.9997

dad constante), debido a la característica intrínseca de la configuración del puente, también para diferentes valores de  $R_0$  (es decir, a partir de  $700\ \Omega$  hasta  $7\ \text{k}\Omega$ , teniendo en cuenta las cuatro resistencias del puente ideal con el mismo valor de  $R_0$ ). En este sentido, se han realizado varias simulaciones, mostrando el mismo valor de sensibilidad.

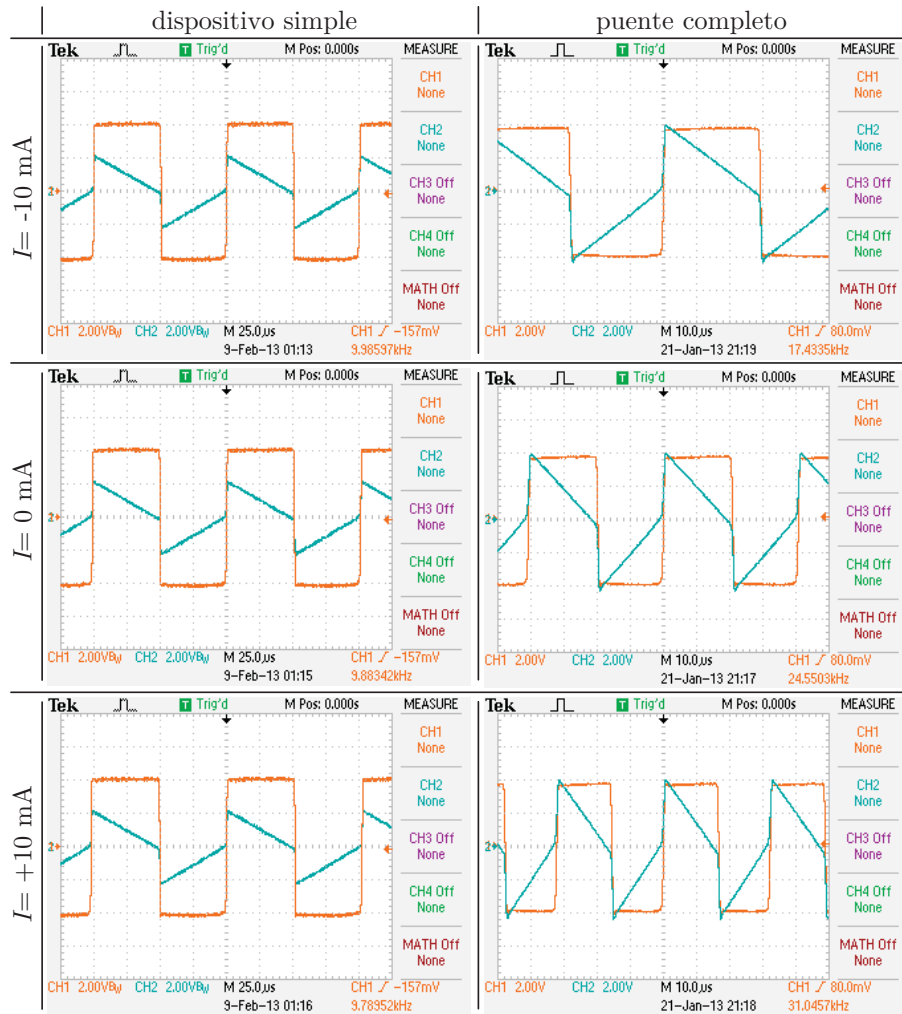
### 3.3.3. Resultados experimentales

Para mostrar el funcionamiento del convertidor corriente frecuencia se va a realizar los montajes de las Fig. 3.9 y 3.10, utilizando un sensor magnetorresistivo como resistencia variable,  $R_{\text{sen}}$ . Así, cambios en la corriente o en el campo magnético al que está expuesto el sensor, provocarán cambios de frecuencia de la señal de salida del convertidor.

En particular, las medidas experimentales se han realizado, desarrollando el circuito oscilante en una PCB de laboratorio. Con nuestros sensores se ha visto (ver capítulo 2) que se alcanza una sensibilidad (aproximada) de  $0.11\%/mA$  en el caso de resistencias individuales ( $R_{10}$ ) y de  $1.15\text{ mV/V/mA}$  en el de puentes (SN). Los prototipos han sido implementados a través del uso de componentes comerciales discretos, como amplificadores operacionales los TL08x de Texas Instruments, alimentados con una tensión dual de  $\pm 5\text{ V}$ , y como valores de los elementos restantes (resistencias y condensadores) para cada una de las dos configuraciones, los que se han comentado anteriormente.

Teniendo en cuenta el rango de variación de la magnetorresistencia, con estas configuraciones, al variar la corriente de control, se pueden calcular las frecuencias de las señales en función de dicha corriente. Se han llevado a cabo diferentes medidas experimentales para distintos valores de las capacidades de ambos sistemas completos (externos y sensores), midiéndose de este modo adecuadamente la corriente que fluye hacia las pistas integradas en los dispositivos GMR. Para ello se hizo uso de un sistema de medida y adquisición automática. Este se ha desarrollado adecuadamente en el entorno de LabView, usando una placa con elementos discretos (los valores de los cuales ya se han descrito anteriormente), el generador de corriente programable (Keithley 220), empleado para establecer el nivel de corriente para ser lanzado, y un multímetro digital (Agilent 34401A) para obtener los datos relacionados a la salida de los circuitos de medida de la frecuencia. Los valores de corrientes empleados son de  $-10\text{ mA}$ ,  $0\text{ mA}$  y  $+10\text{ mA}$ , es decir para los dos casos extremos y también el de ausencia de corriente.

Haciendo referencia al circuito de la Fig. 3.9 y teniendo en cuenta el tipo de dispositivo de detección (ver tabla 3.4), la Fig. 3.13 (izquierda) muestra las medidas experimentales, referidas a tres valores diferentes de la corriente conducida (es decir,  $-10\text{ mA}$ ,  $0\text{ mA}$  y  $10\text{ mA}$ ), mostrando las señales de tensión principal  $V_T$  y la generada por el circuito  $V_{\text{out}}$  y la correspondiente frecuencia de oscilación de salida,  $f_0$ . De acuerdo con las Ecs. 3.15 y 3.16, la variación de frecuencia está relacionada con



**Figura 3.13** Oscilogramas experimentales de los circuitos convertidores  $I-f$  ( $R-f$ , izquierda y  $V-f$ , derecha) para medidas de  $-10\text{ mA}$ ,  $0\text{ mA}$  y  $+10\text{ mA}$  de corriente, mostrando las dos señales principales ( $V_T$  y  $V_{out}$ ).

el cambio de la resistencia del sensor GMR debido a la variación de la corriente del sensor.

En cuanto el circuito presentado en la figura 3.10 y teniendo en cuenta los dispositivos de detección de puentes, la Fig. 3.13 (derecha) nos da las medidas de corriente, referidas a tres diferentes valores de la

**Tabla 3.4** Principales parámetros del rendimiento de los dispositivos GMR.

Dispositivos SV	Simple	Puente
Impedancia ( $k\Omega$ )	1.172	1.1
Resistencia de pérdidas ( $\Omega$ )	18.1	37.4
Sensibilidad ( $(\%/mA)^*$ o $(mV/V/mA)^{**}$ )	0.11*	1.15**
Rango lineal (mA)	$\pm 15$	$\pm 15$
Anchura de la pista de corriente ( $\mu m$ )	10	10
Area de integración ( $mm^2$ )	0.0125	0.14

corriente  $I$  (es decir,  $-10\text{ mA}$ ,  $0\text{ mA}$  y  $+10\text{ mA}$ ). En ella se muestran las señales de tensión  $V_T$  y  $V_{out}$ , generadas por el circuito, y la correspondiente frecuencia de oscilación de salida  $f_0$ , cuya variación, de acuerdo con las ecuaciones (3.22), (3.23) y (3.24), se relaciona con el cambio de la tensión de salida diferencial del puente debida a las variaciones de las cuatro resistencias del sensor GMR empleadas para la detección de corriente. Nótese que en este último caso (puentes) se aprecia mucho la variación de la frecuencia en función de la corriente.

Estos dispositivos han sido caracterizados, y los parámetros obtenidos se recogen en la tabla 3.4. La sensibilidad se relaciona con la respuesta intrínseca de las estructuras GMR, pero también con la anchura de las pistas de corriente. El ancho de la pista de corriente también afecta a la resistencia de inserción.

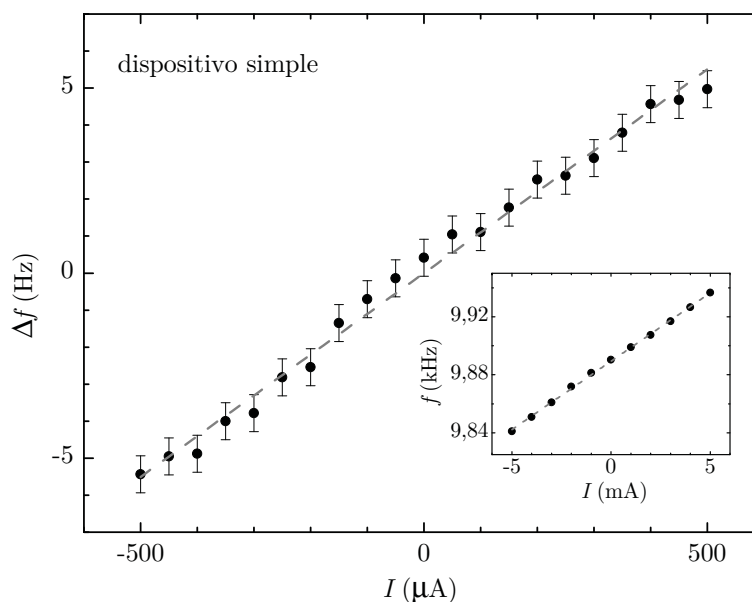
### Conversión $I$ - $f$ con dispositivos individuales

Para el estudio de la variación de la frecuencia dependiente con la corriente, se realizaron dos tipos de medida en ambos casos, tanto para la resistencia simple, como para los puentes.

En primer lugar el tipo de medida realizada fue para un amplio rango de corriente de modo manual, es decir, punto a punto, a fin de obtener información sobre el ruido. A través del LabView se obtenía para cada uno de los puntos su desviación estándar y la sensibilidad, a partir del ajuste lineal de los datos. De ambas magnitudes se obtenía la resolución teórica como:

$$R(\mu A) = \frac{STD(Hz)}{S(\frac{Hz}{\mu A})} \quad (3.25)$$

De las tablas 3.5 y 3.6 se puede ver los valores correspondientes a la



**Figura 3.14** Resultados experimentales para medida de corriente con el convertidor  $R$ - $f$ .

resolución de la resistencia simple ( $50 \mu\text{A}$ ) y del puente ( $2 \mu\text{A}$ ).

A continuación para comprobar la resolución teórica obtenida, se realizaron medidas automáticas, poniendo para este caso en el LabView en el paso, la resolución anteriormente calculada, en un rango un factor diez de la resolución (véase el *zoom* de las Fig. 3.14 y 3.15). La Fig. 3.14 informa de los resultados experimentales y del ajuste lineal de los datos, mostrando las medidas de frecuencia de oscilación  $f_0$ , como una función de los valores de la corriente  $I$ . Estos resultados demuestran la capacidad del sistema completo (circuito y el sensor) para revelar variación de corriente de  $50 \mu\text{A}$ . Los valores de ajuste para el convertidor de componentes pasivos circuito de resistencias simples (véase la Fig. 3.9), empleados para realizar las medidas de los sensores que se muestran en la Fig. 3.14, se presentan en la tabla 3.5 junto con los datos experimentales recogidos relacionados con las diferentes configuraciones del circuito y el dispositivo considerado (es decir, la configuración optimizada para  $R_0 = 1.2 \text{ k}\Omega$ ).



**Tabla 3.5** Valores de los componentes del circuito convertidor  $R$ - $f$  y resultados experimentales.

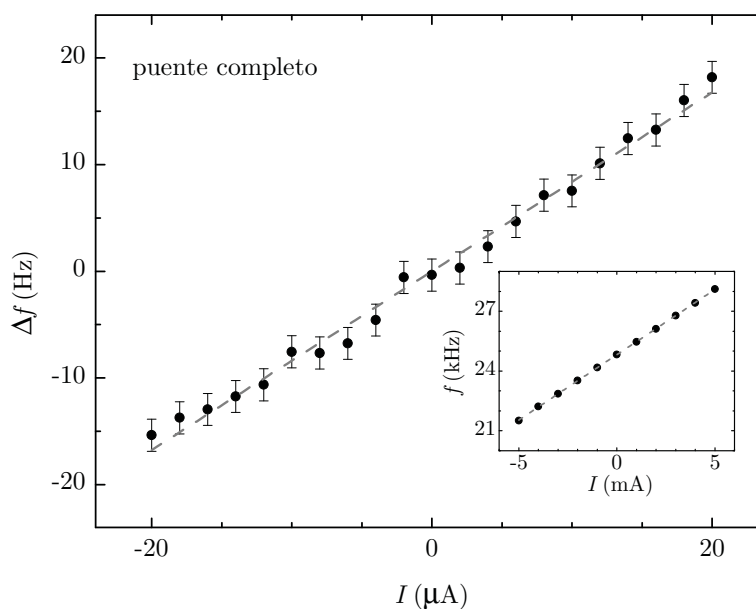
$R_0$ (k $\Omega$ ) ( $I=0$ A)	1.172
$R_1$ (k $\Omega$ )	3.3
$R_2$ (k $\Omega$ )	4.7
$R_3$ (k $\Omega$ )	0.0018
$C_1$ (nF)	15
$f_0$ (kHz) ( $I=0$ A)	9.89
SDT (Hz)	0.5
Coefficiente de linealidad	0.9992
Sensibilidad ( $\Delta f$ [Hz]/ $I$ [ $\mu$ A])	0.01
Resolución ( $\mu$ A)	50 (1%F.S.)

### Conversión $I$ - $f$ con puentes completos

Más específicamente, en relación con los puentes, los resultados experimentales y los datos de ajuste lineal relativos a la frecuencia  $f_0$  de oscilación medida como una función de los valores de la corriente  $I$  se muestran en la Fig. 3.15. Como se observa, esta configuración de circuito, junto con los dispositivos de *spin valves* en una topología resistiva de puente completo, muestra la capacidad para detectar variación de corriente menor que  $2 \mu\text{A}$  (menos del 0.1% F.S.) que es un resultado prometedor para circuitos integrados de baja potencia.

La tabla 3.6 muestra los valores considerados para los componentes pasivos del convertidor  $V$ - $f$  (véase la Fig. 3.12), empleados para realizar mediciones con las *spin valves* representados en las figuras 3.13 y 3.15. Por otra parte, también se han notificado los principales resultados experimentales, obtenidos con la misma configuración de circuito (que corresponde a un equilibrio adecuado entre la sensibilidad y la frecuencia de oscilación del circuito de salida) y el empleo del dispositivo resistivo en una topología de puente completo.

Por otra parte, como observación final, es importante destacar este último circuito, ya que convierte una tensión diferencial de entrada en una frecuencia de salida. El desequilibrio inicial del puente (es decir, la tensión de salida diferencial de partida), dependiendo de los valores de referencia de cada sensor GMR empleados que constituyen el puente resistivo, proporcionan una tensión de desplazamiento que determina la



**Figura 3.15** Resultados experimentales para medida de corriente con el convertidor  $V$ - $f$ .

**Tabla 3.6** Valores de los componentes del circuito convertidor  $V$ - $f$  y resultados experimentales.

$R_0$ (k $\Omega$ ) ( $I=0$ A)	1.1
$R$ (k $\Omega$ )	1
$C$ (pF)	470
$f_0$ (kHz) ( $I=0$ A)	24.55
SDT (Hz)	1.5
Coefficiente de linealidad	0.9999
Sensibilidad ( $\Delta f$ [Hz]/ $I$ [ $\mu$ A])	0.8
Resolución ( $\mu$ A)	2 (0.04%F.S.)

frecuencia de oscilación inicial  $f_0$ . Sin embargo, a través del condensador  $C$  es posible cambiar el valor de  $f_0$ , incluso actúa también sobre el valor de la sensibilidad del circuito. Además, cuando es posible, y dependiendo de la aplicación, cambiando/variando una (o más) de las cuatro resistencias del puente, la salida del puente se puede calibrar

**Tabla 3.7** Tabla comparativa de los valores de frecuencia (en kHz) en los casos  $R-f$  y  $V-f$ .

		Teórica	Simulada	Medida
$I = +10\text{ mA}$	Resistencia	9.67	8.73	9.78
	Puente	21.84	18.00	31.04
$I = 0\text{ mA}$	Resistencia	9.76	8.80	9.88
	Puente	11.20	9.74	24.55
$I = -10\text{ mA}$	Resistencia	9.86	8.88	9.98
	Puente	0.57	0.50	17.43

fácilmente alcanzando el punto de equilibrio con una tensión diferencial de salida reducida (o nula). Esto, idealmente, corresponde a un tipo de alimentación del circuito, ya que, en el caso de un desplazamiento de salida de cero, no hay ninguna oscilación, de acuerdo con las ecuaciones 3.22, 3.23 y 3.24.

Es importante destacar que las sensibilidades de los dispositivos obtenidas tanto en el caso de la simulación como en la medida de forma experimental coinciden, como no podía ser de otro modo, aunque hayan sido expresadas de formas diferentes en los párrafos anteriores. En el caso de la configuración en puente completo se tiene una sensibilidad de  $0.8\text{ Hz}/\mu\text{A}$  es decir,  $0.8\text{ kHz}/\text{mA}$ , mientras que en el valor obtenido de las simulaciones es de  $9.29\text{ kHz}/\%$ , teniendo en cuenta que  $R_0 = 1.1\text{ k}\Omega$  y que varía  $1\ \Omega/\text{mA}$ , la sensibilidad equivalente es de  $0.929\text{ kHz}/1.1\ \Omega = 0.84\text{ kHz}/\Omega$ , coincidiendo ambas sensibilidades.

En la tabla 3.7 se ofrece una comparación entre los valores numéricos de las frecuencias de oscilación obtenidas en cada caso, tanto para las medidas experimentales como para las simuladas, además de los valores esperados teóricamente. Se puede observar que en todos los casos se obtiene una variación de la frecuencia que coincide de acuerdo con la sensibilidad del dispositivo utilizado, si bien los obtenidos en la simulación con el PSpice difieren de los otros dos, debido al *offset* inicial que presentan los sensores, además del propio de los amplificadores operacionales empleados.



## Capítulo 4

# Integración monolítica de dispositivos GMR sobre *dice* de procesos CMOS estándar

La integración monolítica compatible con los procesos CMOS estándares es la cuestión clave para definitivamente considerar los dispositivos GMR como elementos de diseño útiles en aplicaciones reales. Por lo que respecta a su integración en procesos CMOS estándar, NVE ya demostró esta compatibilidad partiendo de *chips* con una tecnología BiCMOS de 1.5  $\mu\text{m}$ , en un proceso semi-dedicado, en el que los *chips* se utilizaban a medio procesar [29]. Más recientemente, se ha propuesto la posibilidad mucho más conveniente de utilizar *chips* provenientes de procesos CMOS genéricos. Así, en [30] se utilizan *chips* fabricados mediante tecnología BiCMOS 0.25  $\mu\text{m}$  NSC sobre los que se aplica un postproceso que hace uso de ataque por iones reactivos (*reactive ion etching*, RIE) para el ataque de las capas de pasivado y el acceso a los metales interiores que permita la interconexión. En [54] se describe el primer intento de sensor de corriente en circuitos integrados monolítico, basado en tecnología de 0.35  $\mu\text{m}$  (AMS-0.35  $\mu\text{m}$ , Austria MicroSystem).

En el este capítulo se muestran los primeros resultados satisfactorios por lo que respecta a la integración monolítica de la tecnología GMR con tecnologías CMOS estándar no dedicadas. Por su popularidad y por la mayor facilidad de acceso se ha considerado la tecnología de 0.35  $\mu\text{m}$  de Austria MicroSystems y la tecnología de 2.5  $\mu\text{m}$  del CNM-IB.

## 4.1. CNM-2.5 $\mu\text{m}$

Ésta es una tecnología de 2.5  $\mu\text{m}$  desarrollada en el *Institut de Microelectrònica de Barcelona* dentro del Centro Nacional de Microelectrónica (CNM-IB) [55]. Incluye dos capas de polisilicio y dos de metal sobre obleas de 100 mm (110) de epi-silicio-P [56].

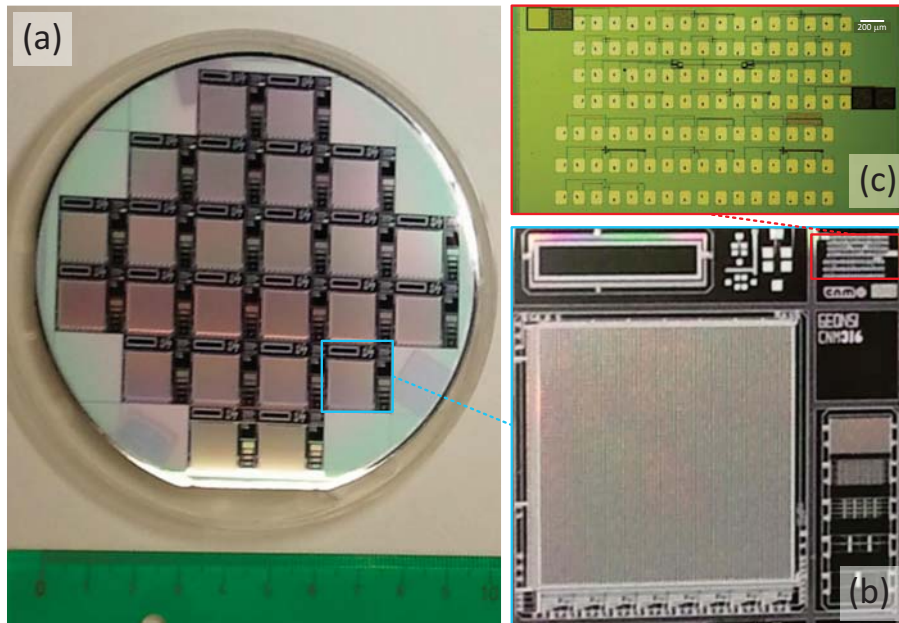
### 4.1.1. Diseño y fabricación de los dispositivos

Se partió de una oblea de 100 mm, ya procesada, que nos cedió el CNM en el marco de una colaboración dentro del programa GICSERV. Su funcionalidad es irrelevante para lo que nos ocupa. La oblea (Fig. 4.1) está formada por 24 *dice* de 15 mm  $\times$  15 mm, como el remarcado en blanco en Fig. 4.1 (a), y que se muestra ampliado en Fig. 4.1 (b). Cada uno de estos *dice* está dividido en cinco regiones rectangulares. La zona de interés se remarca en rojo en la Fig. 4.1 (b) y se muestra ampliada en Fig. 4.1 (c). En esta región en particular se encuentran distintas estructuras de prueba para el seguimiento de la calidad de los procesos de esta tecnología. Unas de ellas son las estructuras de prueba de las capas metálicas que son las que utilizaremos para depositar sobre ellas los dispositivos GMR.

En la Fig. 4.2 se detallan las máscaras asociadas al proceso. En la Fig. 4.2 (a) se muestra la máscara completa en la que se distinguen las cinco regiones rectangulares. En los lados, resaltadas, se encuentran las marcas de alineamiento correspondientes. La zona de interés, superior derecha, se muestra aumentada en la Fig. 4.2 (b). Esta región agrupa estructuras de prueba de las distintas capas del proceso que servirán para validarlo. Algunas de ellas, como las geometrías para medir parámetros Hall en las difusiones n y polisilicio son fácilmente distinguibles. Estas estructuras van acompañadas de los *pads* correspondientes para las puntas de prueba. En nuestro caso haremos uso de las tres estructuras de metal resaltadas. Son pistas metálicas de 5  $\mu\text{m}$  de ancho y 300  $\mu\text{m}$  de largo que servirán como camino de corriente a los dispositivos que se obtengan.

Una vez decidida la situación de los dispositivos se procedió al diseño de las máscaras. Dado que la deposición de las estructuras GMR se ensayará sobre la última capa de pasivación, no se requerirá de ningún paso de ataque químico previo.

El post-proceso de fabricación, llevado a cabo en el INESC-MN, fue el siguiente:

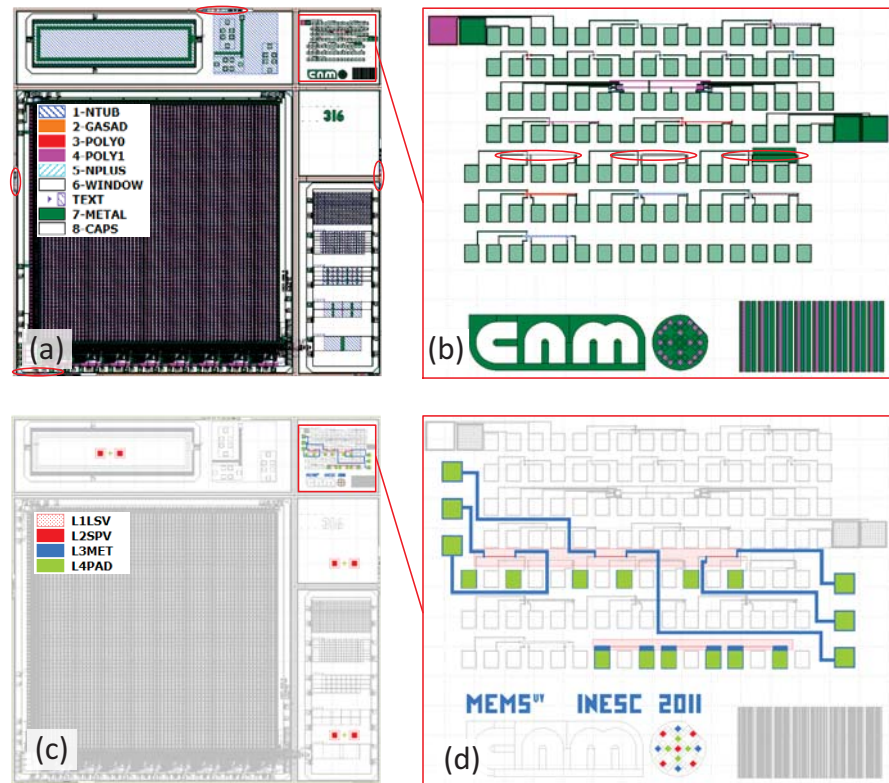


**Figura 4.1** Descripción de la oblea de tecnología CNM-2.5  $\mu\text{m}$  utilizada.

**Preparación del sustrato.** Con la intención de no utilizar toda la oblea, se cortó un sector conteniendo seis de los veinticuatro *dice*. Dicho sustrato fue cuidadosamente lavado con acetona y metanol, en ultrasonidos, y posteriormente secado con nitrógeno. Se dejó en el horno de secado.

**Deposición selectiva de las estructuras GMR.** Se definieron unas regiones rectangulares localizadas para depositar por *lift-off* las *spin valves* (máscara L1SLV, Fig. 4.2 (c)-(d)). Este primer paso de deposición y litografía es el más crítico, ya que obliga al alineado de la primera máscara del postproceso con las estructuras definidas en el diseño de partida. Dado que en nuestro caso se disponía de marcas de alineamiento, se utilizaron éstas. En la Fig. 4.3 se muestran dichas marcas así como su transferencia a al sustrato. Puede observarse (Fig. 4.3 (b) y (d)) como el error de alineamiento es de menos de 1  $\mu\text{m}$  en 15000  $\mu\text{m}$ , precisión suficiente para nuestro objetivo.

**Definición de las *spin valves*.** Una vez depositadas las regiones de



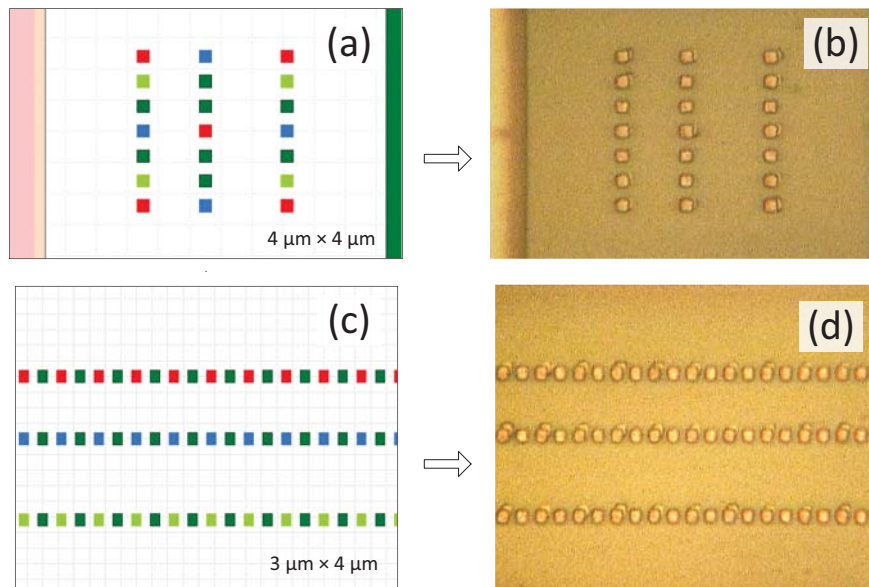
**Figura 4.2** Descripción de las máscaras del postproceso sobre CNM-2.5  $\mu\text{m}$ .

las *spin valves* y antes de efectuar el *lift-off*, se definieron las *spin valves* definitivas ( $3 \times 200 \mu\text{m}^2$ ) por IBD (máscara L2SPV, Fig. 4.2 (c)-(d)), de forma que sólo estas regiones fueron físicamente atacadas. Esta estrategia se usa habitualmente para evitar atacar regiones sensibles y limitar la superficie de atacado.

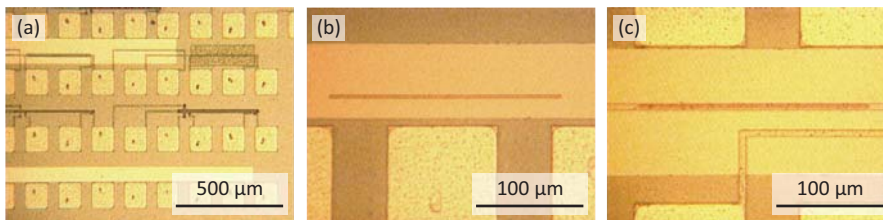
En la Fig. 4.4 (a) puede observarse un plano genérico donde se aprecian las zonas rectangulares (más claras) en las que se han depositado las multicapas de *spin valves*. En la Fig. 4.4 (b) se detalla una *spin valve* ya definida en una de las zonas inferiores de la Fig. 4.4 (a) y en la Fig. 4.4 (c) se detalla una *spin valve* ya definida sobre una de las pistas metálicas. En esta última figura puede observarse el perfecto alineamiento entre ambas.

**Definición de los contactos y apertura de pads.** La definición de





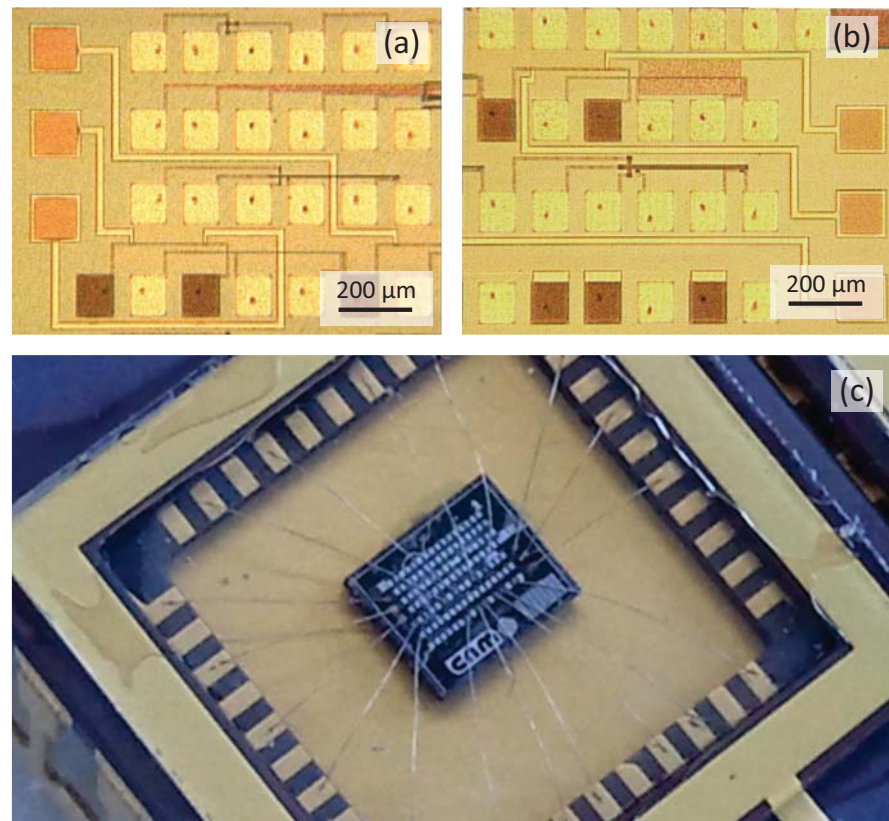
**Figura 4.3** Detalle de las marcas de alineamiento y su aplicación en el postproceso CNM-2.5  $\mu\text{m}$ .



**Figura 4.4** Definición en dos pasos de las *spin valves* en el postproceso CNM-2.5  $\mu\text{m}$ .

contactos (máscara L3MET) y la apertura de *pads* a través de la última capa de pasivación (máscara L4PAD) se realizaron de la forma habitual. Puede observarse el resultado final en la Fig. 4.5 (a)-(b).

**Encapsulado.** Finalmente, el sustrato fue cortado con una sierra de tal modo que se extrajeron los *dice* conteniendo los dispositivos de interés (3.5 mm  $\times$  3.2 mm), desechando el resto. Estos *dice* fueron soldados y encapsulados en *chip-carriers* de tipo dip-40 para su



**Figura 4.5** Resultado final del proceso de deposición sobre CNM-2.5  $\mu\text{m}$ .

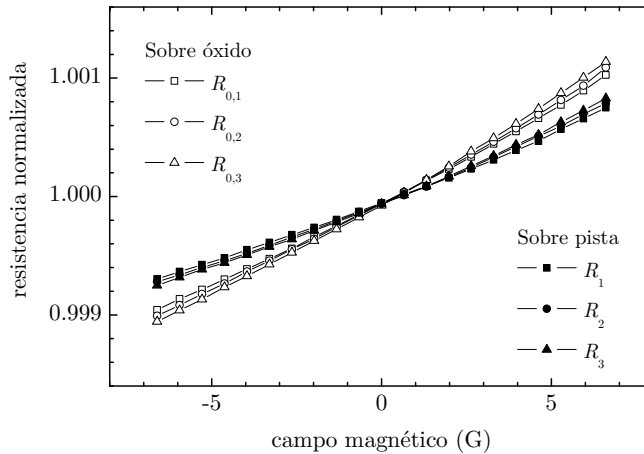
posterior caracterización (Fig. 4.5 (c)).

#### 4.1.2. Caracterización

La caracterización inicial de los dispositivos obtenidos incluye la medida de su resistencia en función del campo magnético y en función de la corriente que atraviesa las pistas de corriente. Ambas se detallan a continuación.

##### Caracterización magnética

El sistema experimental utilizado ya se explicó en el apartado correspondiente. En la Fig. 4.6 se muestra la resistencia medida normalizada



**Figura 4.6** Resistencia normalizada experimental de las *spin valves* depositadas sobre los *chips* CNM-2.5  $\mu\text{m}$  frente al campo magnético. Los símbolos sólidos corresponden a las magnetorresistencias sobre pistas de corriente. Los símbolos huecos a las no depositadas sobre pistas de corriente.

en función del campo magnético aplicado.

### Caracterización en corriente continua

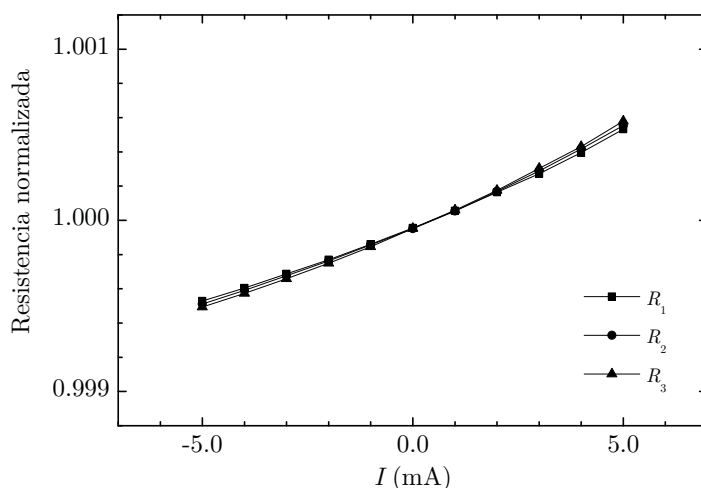
Posteriormente se realizaron las medidas de resistencia frente a paso de corriente según el esquema ya presentado. La Fig. 4.7 refleja los resultados obtenidos.

Del ajuste lineal de dichas medidas se obtuvieron los valores que se muestran en la Tab. 4.1. En esta tabla, utilizamos la nomenclatura  $R$  para referirnos a las magnetorresistencias sobre pista de corriente y  $R_0$  a las magnetorresistencias sobre región sin pistas.

### Caracterización en corriente alterna

A continuación se midió su comportamiento en frecuencia. Las resistencias se polarizaron con una corriente continua de 1 mA, y se midió la tensión diferencial en alterna al aplicar una corriente alterna por la pista inferior. En la Fig. 4.8 se reflejan los resultados obtenidos.

Se observa una frecuencia de corte cerca de los 20 kHz, que ahonda en la idea de que el ancho de banda está condicionado a las características



**Figura 4.7** Resistencia normalizada experimental de las *spin valves* depositadas sobre los *chips* CNM-2.5 $\mu$ m frente a la corriente circulante.

$R_0$ [ $\Omega$ ]	$MR_0(B)$ [%/G]	$R$ [ $\Omega$ ]	$MR(B)$ [%/G]	$MR(I)$ [%/mA]
$1858 \pm 7$	$0.0162 \pm 0.008$	$2100 \pm 30$	$0.0119 \pm 0.0005$	$0.0109 \pm 0.0004$
	$r = 0.994$		$r = 0.991$	$r = 0.990$

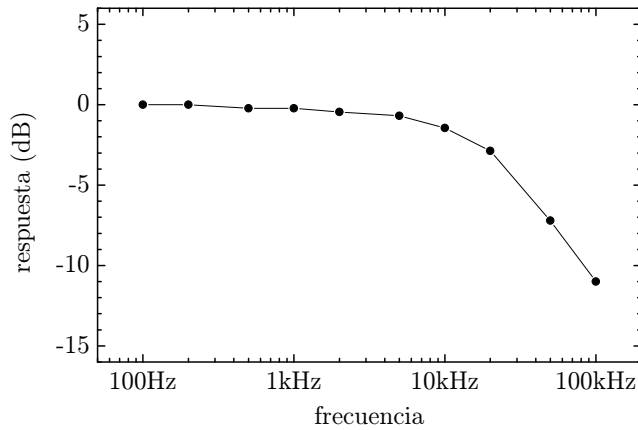
**Tabla 4.1** Parámetros experimentales de los dispositivos depositados sobre los *chips* CNM.

del encapsulado. Se ensayó distintas formas de la onda de corriente, con una amplitud de 20 mA de pico y frecuencia de 1 kHz, obteniéndose los resultados que se muestran en la Fig. 4.9.

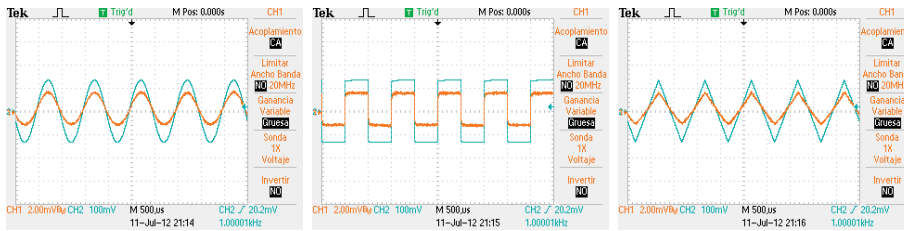
### 4.1.3. Medida del ruido

Uno de los aspectos que conviene conocer es si estos dispositivos van a presentar la misma relación señal ruido (SNR) que los obtenidos en el capítulo 1. Para ello, se procedió a la medida de la ASD. Los resultados se muestran en la figura 4.10 para el caso de *spin valves* depositadas sobre sustrato de chip CNM 2.5  $\mu$ m y en la figura 4.11 para el caso de *spin valves* depositadas sobre pistas de corriente en el *chip* CNM 2.5  $\mu$ m.

Tal como puede observarse, el ruido es menor en estas últimas.



**Figura 4.8** Respuesta en frecuencia de los elementos depositados sobre *chips* CNM-2.5  $\mu\text{m}$ .



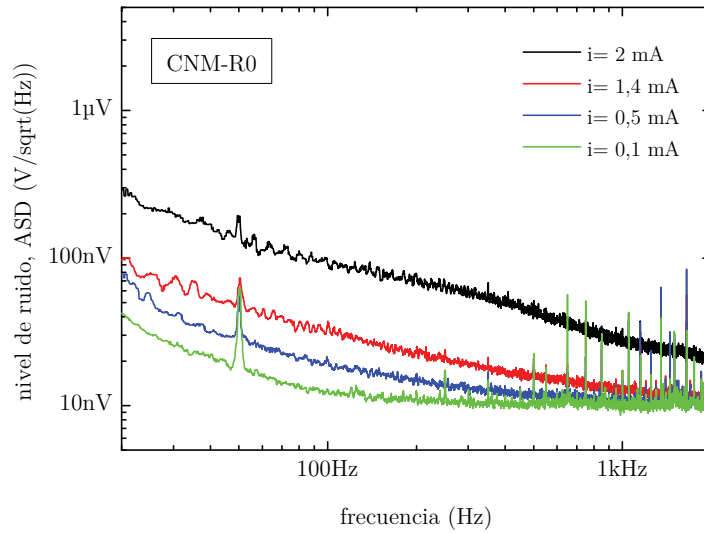
**Figura 4.9** Oscilogramas experimentales frente a una corriente alterna de 20 mA de pico.

## 4.2. AMS-0.35 $\mu\text{m}$

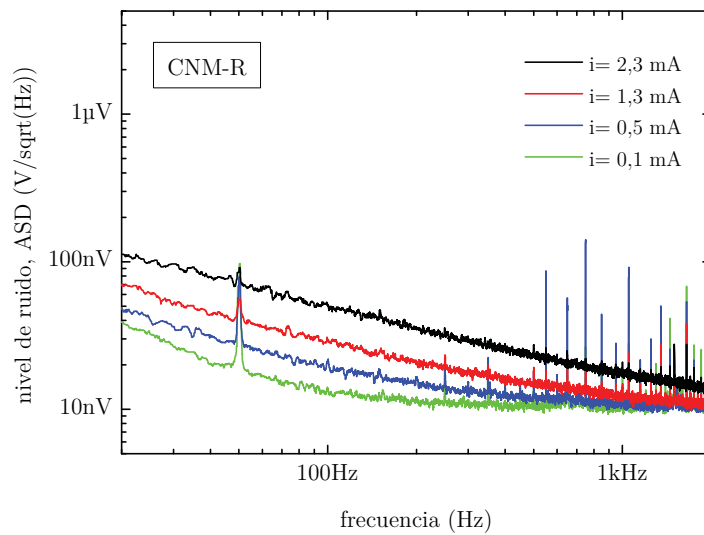
A nivel europeo, el consorcio Europractice ofrece diferentes tecnologías CMOS accesibles para el desarrollo de proyectos de investigación fundamental y aplicada [57]. Una breve descripción de algunas de las más extendidas se muestra en la Tab. 4.2. Es en este entorno donde se considera recomendable plantear estos procesos.

### 4.2.1. Diseño y fabricación de los dispositivos

En este caso se trabajó con un *die* de 0.35  $\mu\text{m}$  de 2.5 mm  $\times$  1.5 mm de Austria MicroSystems (AMS-0.35 $\mu\text{m}$  C35B3C3 3M/2P), cortesía del Centro Nacional de Microelectrónica (CNM) en su centro de Sevilla, que se muestra en la Fig. 4.12



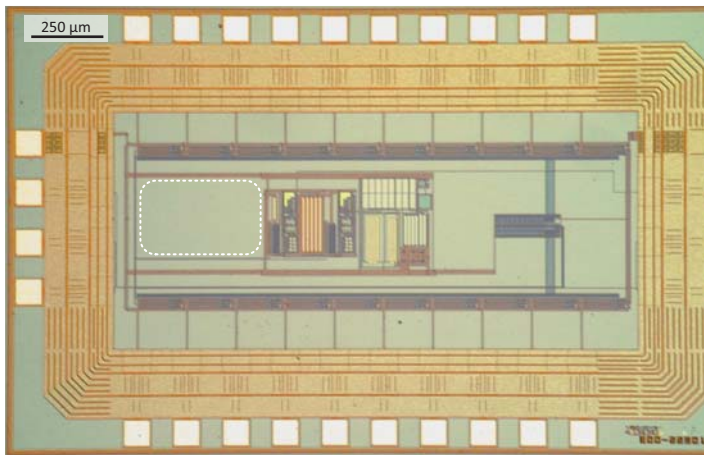
**Figura 4.10** Ruido experimental para *spin valves* depositadas sobre una región vacía en un *chip* CNM-2.5  $\mu\text{m}$ .



**Figura 4.11** Ruido experimental para *spin valves* depositadas sobre pistas de corriente en un *chip* CNM-2.5  $\mu\text{m}$ .

<i>Foundry</i>	<i>Tecnología</i>	$\text{€}/\text{mm}^2$
On Semiconductor	AMIS 0.7 $\mu$ C07M-A 2M/1P/PdiffC/HR	400
On Semiconductor	AMIS 0.35 $\mu$ C35B3C3 3M/2P/HR/5V IO	670
Austria MicroSystems	ams 0.35 $\mu$ CMOS C35B4C3 4M/2P/HR/5V IO	720
Austria MicroSystems	ams 0.18 $\mu$ CMOS C18 6M/1P/MIM/1.8V/5V	1100

**Tabla 4.2** Tecnologías CMOS comunes proporcionadas a través del consorcio Europractice.

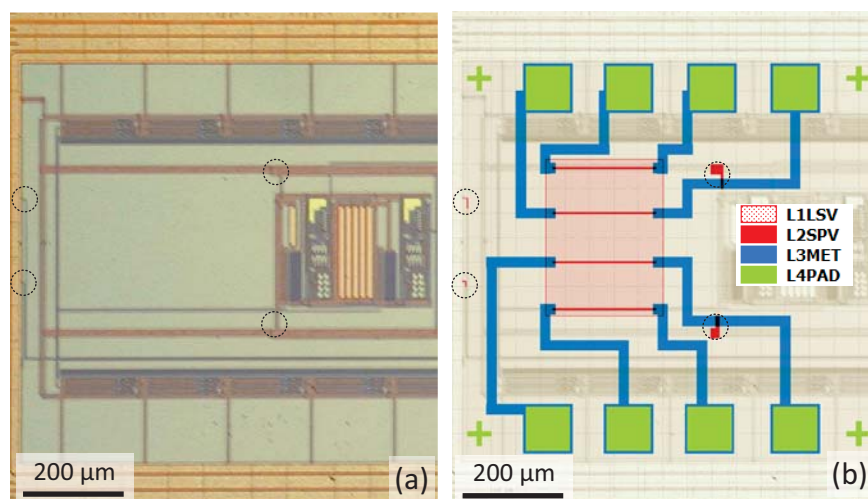


**Figura 4.12** Die AMS-0.35 $\mu\text{m}$  considerado con indicación de la región de interés.

En este caso, el post-proceso de fabricación, también llevado a cabo en el INESC-MN, análogo al anterior, fue el siguiente:

**Preparación del sustrato.** Cuando se trabaja con *dice* típicamente menores que 2.5 mm  $\times$  1.5 mm) se deben montar en soportes diseñados al efecto (placas Perspex de 2 mm de grosor). Los *chips* se montan en una cavidad rebajada con una fresadora de precisión. Esto permite su manipulación y carga en la mayoría de las máquinas de proceso (dispensado de resina, litografía o herramientas de metalización).

**Alineado inicial.** Se siguieron los mismos cuatro pasos litográficos que en el proceso anterior. La dificultad en este caso radica en el alineado de las máscaras asociadas al postproceso ya que en este caso no se dispone de marcas de alineamiento. Para ello se tomaron como referencia ciertas estructuras visibles del diseño inicial, que



**Figura 4.13** Detalle de la región útil y descripción de las máscaras del *chip* AMS-0.35µm.

se incluyeron en las primeras de las máscaras del post-proceso (máscaras L1SLV y L2SPV), tal y como se describe en la Fig. 4.13.

**Deposición de las *spin valves*.** La deposición de las *spin valves* se hizo en dos pasos siguiendo la misma estrategia que en el caso anterior.

**Definición de los contactos y apertura de *pads*.** La definición de contactos (máscara L3MET) y la apertura de *pads* a través de la última capa de pasivación (máscara L4PAD) se realizaron de la forma habitual. El resultado final puede observarse en la Fig. 4.14 (a).

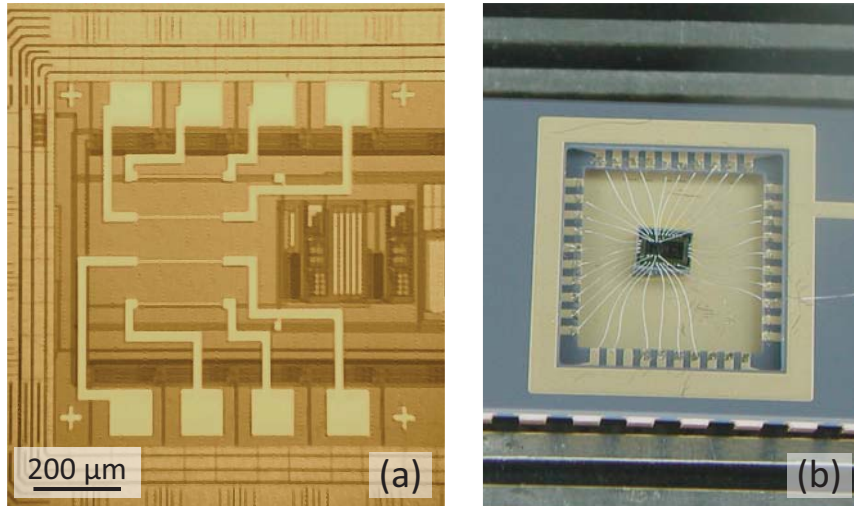
**Encapsulado.** El (die) fue soldado y encapsulado en un *chip-carriers* de tipo dip-40 para su posterior caracterización (Fig. 4.14 (b)).

#### 4.2.2. Caracterización magnética

En este caso sólo se consideró la medida de la dependencia de la resistencia con el campo magnético. Los resultados se presentan en la Fig. 4.15.

Del ajuste lineal de dichas medidas se obtuvieron los valores que se muestran en la Tab. 4.3.





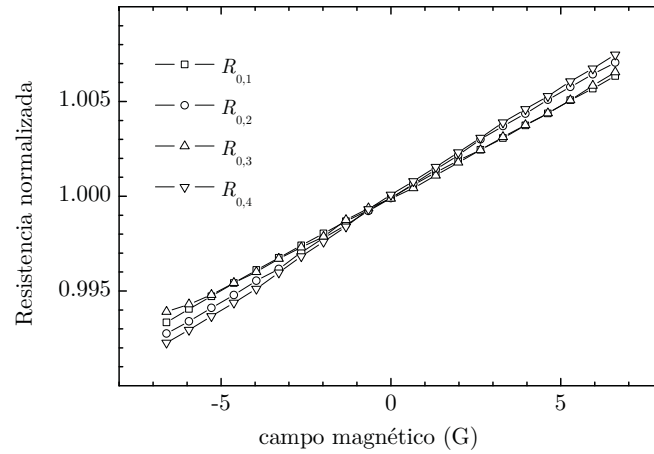
**Figura 4.14** *Chip* AMS-0.35 $\mu\text{m}$  resultante: (a) *Spin valves* depositadas, (b) *chip* resultante.

$R_0$	$\text{MR}_0(B)$
$[\Omega]$	$[\%/G]$
$1660 \pm 150$	$0.106 \pm 0.010$
$r = 0.999$	

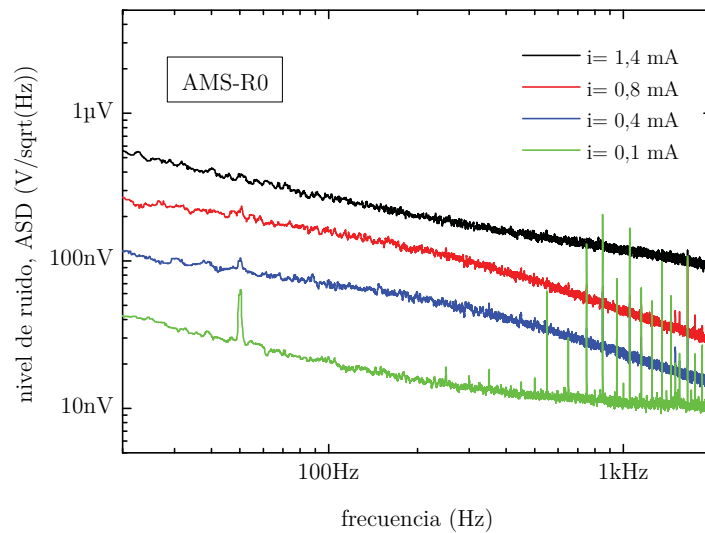
**Tabla 4.3** Parámetros experimentales de los dispositivos depositados sobre los *chips* AMS.

### 4.2.3. Medida del ruido

Se procedió a la medida de la *ASD*, igual que en el caso anterior. Los resultados se muestran en la figura 4.16. Tal como puede observarse, el ruido medido es mayor en estas últimas.



**Figura 4.15** Resistencia normalizada experimental de las *spin valves* depositadas sobre los *chip* AMS-0.35µm resultante frente al campo aplicado.



**Figura 4.16** Ruido experimental para *spin valves* depositadas sobre *chip* AMS-0.35 µm.

## Capítulo 5

# Conclusiones y propuestas de futuro

En este capítulo se recogen tanto las conclusiones que se derivan del trabajo presentado como las líneas de investigación futuras que se pretenden desarrollar.

### 5.1. Conclusiones

Los sensores magnetorresistivos gigantes GMR, han sido probados como una alternativa real para la monitorización de la corriente eléctrica a nivel de circuito integrado.

Para ello se han diseñado y realizado dispositivos que incluían resistencias simples y puentes de Wheatstone basados en la tecnología *spin valve*, con distintas configuraciones geométricas. Los dispositivos basados en *spin valve* en configuración de puentes completos han demostrado ser eficaces para medida de corriente eléctrica en un rango de  $10\ \mu\text{A}$  hasta  $10\ \text{mA}$ .

Se ha desarrollado con éxito un modelo FEM en 2D. El modelo ha sido validado con los resultados experimentales de los dispositivos que hemos diseñado. El modelo es flexible y se puede aplicar fácilmente para cuantificar los efectos de desajustes que inevitablemente se introducen durante el proceso de fabricación, tales como las inhomogeneidades en el espesor de la capa de aislamiento. El conocimiento de estos errores puede acortar el proceso de creación del prototipo final, con los beneficios asociados que esto conlleva. La aplicación del modelo puede ser extendido a características eléctricas como la respuesta al análisis en frecuencia.

Se han tenido que tener en cuenta algunos factores tales como el campo exterior, la temperatura, el auto calentamiento y el ruido, que afectan a los distintos parámetros de nuestros dispositivos: tensión de salida, impedancia y sensibilidad, de modo que en la medida de lo posible los pudiéramos cuantificar y/o reducir.

El campo exterior debe tenerse en cuenta, pues aunque teóricamente debido a la configuración de puente de Wheatstone el voltaje de salida debiera ser insensible a éste, se ha observado como entre el 1.7% al casi 3% del voltaje de salida se debe al campo exterior. Por otro lado la sensibilidad se ve afectada en un 2%/G y como cabía esperar la impedancia del sensor se mantiene en 1.1 k $\Omega$  independiente del campo.

En cuanto a la temperatura, su efecto para cualquiera de los dispositivos produce una variación en la impedancia de aproximadamente 1  $\Omega$ /°C, al igual que en la sensibilidad obteniéndose valores entorno al 0.14%/°C en todos ellos, en cuanto al voltaje de salida le afecta en muy poco la variación que le pueda producir siendo en cualquiera de los casos < 10  $\mu$ V/°C.

Por último, los efectos de auto calentamiento producidos por la corriente conducida, producen unas variaciones en la tensión de salida de 20  $\mu$ V (SN) a 70  $\mu$ V (SW) y sobre la impedancia del sensor hace que aumente la temperatura entre 0.21°C (SW) a 2°C (SN).

Con la configuración de puentes completos algunas de estas desventajas como el auto calentamiento y la sensibilidad a campos externos se reducen notablemente.

Se ha medido el nivel de densidad espectral de amplitud de los dispositivos considerados en las frecuencias de interés. Para ello fue utilizado un amplificador de bajo ruido con 2 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$  de ruido en una banda de frecuencia de 0.3 Hz a 100 kHz y una ganancia en tensión de 1000. Para la medida, los dispositivos y las baterías de alimentación fueron convenientemente protegidos. También fue desarrollado un programa LabView para el control del sistema y la obtención de la ASD. Se ha demostrado a partir de los resultados obtenidos para diferentes corrientes de polarización en DC, que el comportamiento que se da en las *spin valve* es de 1/ $f$  y para frecuencias cercanas a 10 kHz se han medido señales por debajo de 100 nV para una alimentación de 1 mA. Se ha obtenido que, tal y como se esperaba, a mayor corriente de polarización se produce un mayor ruido electrónico, aunque la SNR se mantiene.

A partir de la obtención experimental de los parámetros fundamentales de los dispositivos y conocidos los factores que les afectan, se está en

disposición para considerarlos en múltiples aplicaciones.

Desde un punto de vista práctico, una aplicación sencilla es su uso como aisladores analógicos, que ha sido demostrada.

Por otra parte haciendo uso de las características multiplicadoras de estos dispositivos GMR, pueden utilizarse para la medida de potencia instantánea, llegando a obtenerse medidas de potencias por debajo de 1 mW y cubriendo el rango hasta casi 1 W.

Además se pueden diseñar interfaces cuasi-digitales basadas en los convertidores resistencia-frecuencia. En este sentido, se han desarrollado convertidores específicos de resistencia a frecuencia y de voltaje a frecuencia, para ser utilizados con los elementos individuales y las configuraciones del sensor puentes de Wheatstone completo, respectivamente. Debido a las limitaciones que presenta la medida de ruido en DC, la conversión resistencia frecuencia y voltaje frecuencia en alta frecuencia, a permitido alcanzar resoluciones experimentales de  $2 \mu\text{A}$  de corriente.

Finalmente se ha estudiado su compatibilidad con tecnologías CMOS estándar, tanto con procesos dedicados como con tecnologías de propósito general. Los sensores que se han desarrollado son totalmente integrables en una tecnología CMOS estándar. En particular, esto ha sido demostrada para dos tecnologías: CNM- $2.5 \mu\text{m}$  y AMS- $0.35 \mu\text{m}$  y también se pueden configurar completamente, ya que se pueden sintonizar a una amplia gama de funcionamiento. Se han probado con dispositivos resistivos, con el fin de ofrecer a los diseñadores todas las posibilidades de detección de corriente con respecto a esta tecnología emergente.

## 5.2. Propuestas de trabajo futuro

Varias son las líneas en las que nos planteamos seguir investigando:

### *Estructuras MTJ*

Se pretende profundizar en el estudio de las MTJ como estructuras constitutivas básicas para la medida de corriente a nivel de circuito integrado. Según estudios recientes, se ha demostrado que con el mayor número de elementos se disminuye el nivel de ruido, por lo que éste debe ser el camino. En este sentido, ya hemos empezado a diseñar algunos dispositivos en los que el número de dispositivos es un parámetro de diseño.

### *Modelado FEM*

Nos proponemos desarrollar un modelo FEM completo en 3D de

nuestros sensores de corriente, que tomen en cuenta tanto el campo magnético como los acoplos inductivos y capacitivos producidos por los trazados de los contactos y el auto-calentamiento producido por el efecto Joule asociado al paso de corriente por las pistas integradas.

#### *Conversión I-f*

Tenemos en mente proponer y analizar nuevos circuitos en la línea de los presentados en esta memoria y que permitan una mayor resolución en la detección de la corriente. Tenemos constancia que la integración de estos circuitos redundará en una reducción notable del ruido electrónico.

#### *Integración CMOS*

A la vista de los buenos resultados descritos en la memoria, la integración de dispositivos GMR sobre *chips* CMOS es una de las líneas en las que tenemos depositadas mayores esperanzas. Así, ya hemos diseñado un *chip* en tecnología AMS 0.35  $\mu\text{m}$  para medir la corriente en pistas propias de los metales de esta tecnología.

## Apéndice A

# Técnicas de microfabricación

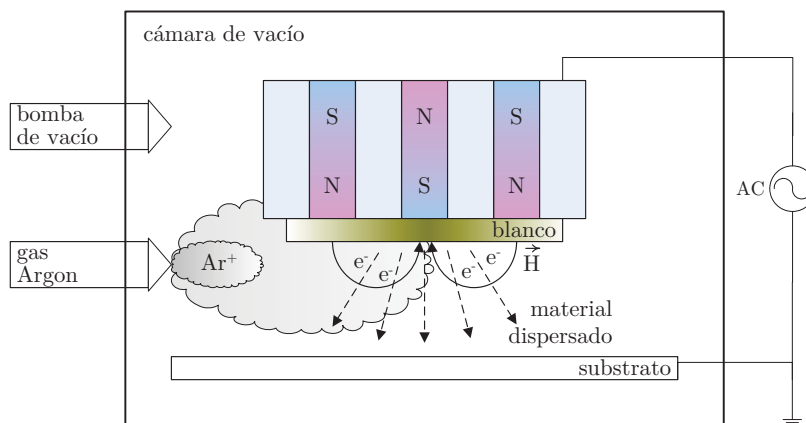
La fabricación de sensores de corriente eléctrica basados en GMR, como la fabricación de dispositivos semiconductores, consiste en procesos que implican distintos pasos [12]. Variando de un proceso a otro, existe algunas tareas comunes que también aparecen de forma habitual en la fabricación de sensores basados en GMR. La deposición de las capas (metálicas o de dieléctricos), el diseño (*patterning*, litografía y atacado) y la oxidación son los más relevantes [58]. Debido a las características intrínsecas de los dispositivos basados en GMR, sus procesos de fabricación no conllevan ningún tipo de dopado. Así, todo lo mencionado anteriormente puede entrar dentro de la categoría de técnicas de baja temperatura. De esta forma los procesos de fabricación de GMR pueden ser aplicados a un circuito integrado fabricado previamente, manteniendo sus características y haciéndolo compatibles a ambos procesos [12, 2].

### A.1. Técnicas de deposición

Tal y como ya se ha introducido, las estructuras multicapa GMR son la base de los sensores que se han utilizado. Se utilizan principalmente dos técnicas de deposición en la realización de dispositivos GMR.

#### Pulverizado (*Sputtering*)

La pulverización catódica, deposición catódica o simplemente pulverización, es una de las técnicas más comunes para depositar películas



**Figura A.1** Técnicas basadas en *sputtering*.

delgadas sobre sustratos. La base del proceso se representa en la figura A.1. Después de bombear la cámara de reacción a una presión ambiente lo suficientemente baja (normalmente menor que  $10^{-7}$  Torr), la cámara se llena con gas inerte usualmente  $Ar^+$  para producir el plasma. A continuación, se aplica un voltaje al soporte del blanco para producir una descarga eléctrica que permita la formación del plasma.

Los iones producidos de este modo son atraídos hacia el cátodo, por lo que dan en el blanco. Los iones con energía por encima del umbral puede extraer átomos del material dirigido. Estos átomos son depositados sobre el sustrato, para la generación de la capa. En el mismo proceso de colisión, también se generan algunos electrones secundarios. Estos electrones, después de ser acelerados por los electrodos, chocan con los átomos de gas y ayudan al plasma a ser estable. El proceso puede también mantenerse por medio de electrones térmicos emitidos desde un filamento de tungsteno.

Hay algunas variaciones de la técnica: pulverización catódica de diodo planar, pulverización catódica triodo, pulverización de magnetrón, pulverización catódica RF, pulverización iónica de haz, pulverización reactiva, ... [58], pero todos ellos comparten el mismo principio de funcionamiento.

Además de para la deposición de capas magnéticas, la técnica de pulverización catódica se utiliza comúnmente para las deposiciones metálicas (contactos).



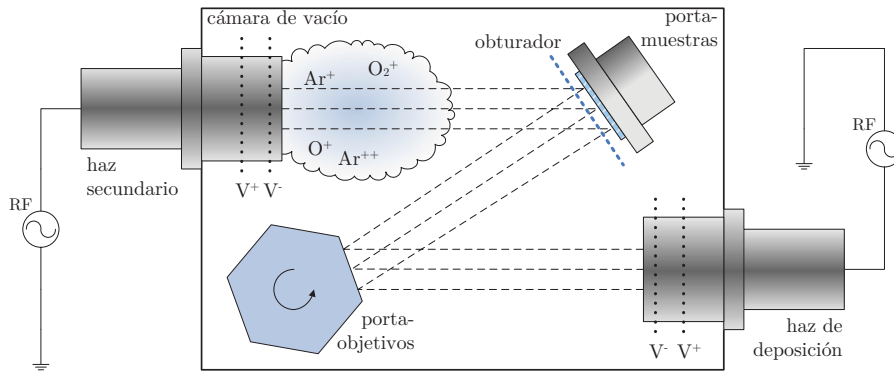


Figura A.2 Técnica *Ion Beam Deposition* (IBD).

### Deposición por haz iónico (IBD, *Ion Beam Deposition*)

En un sistema de IBD el material depositado se realiza directamente por un haz iónico en la superficie del sustrato. Un esquema básico, en una configuración típica en 'Z', como se muestra en la Fig. A.2. En este caso, la deposición de material es asistida por un haz secundario. Esta técnica permite un control de la deposición mucho mejor, con texturas de deposición mucho mejores [59]. Sin embargo, el bajo radio de deposición hace que el proceso sea lento cuando se necesita depositar áreas moderadamente grandes.

## A.2. Obtención de capas de óxido

En microelectrónica, las capas de óxido se utilizan para el aislamiento eléctrico y para procesos de pasivación. Hay dos maneras de obtener una capa de óxido:

### Oxidación

Esta técnica es muy usual en los procesos de microelectrónica comunes. Haciendo uso de un ambiente de alta temperatura húmeda o seca, la oblea se oxida, así se consiguen unas buenas capas de óxido de alta calidad. Esta técnica se utiliza únicamente en las etapas iniciales de fabricación de dispositivos GMR, cuando como punto de partida se utiliza una oblea de Si limpia, consiguiéndose de esta manera espesores de hasta 1 micra.

Consideraciones diferentes se dan en la fabricación de MTJ. Este caso, las capas de óxido son de alrededor de pocos nanómetros, necesarias para garantizar el efecto túnel. Para este caso particular, la oxidación natural a temperatura ambiente ha demostrado dar excelentes resultados [60].

### Deposición de óxidos

Un óxido también puede ser depositado por medio de deposición física de vapor (PVD) o mediante técnicas de deposición química de vapor (CVD). La calidad de la capa así obtenida es lo suficientemente buena para obtener capas aislantes. Además del óxido, también pueden usarse otros materiales dieléctricos, como los nitruros [58].

## A.3. Litografía

El concepto de fotolitografía, o simplemente litografía, abarca todos los pasos involucrados en la transferencia de un patrón de máscara a la superficie de una oblea, generalmente de silicio. Los conceptos de patrón y litografía se usan comúnmente para describir lo mismo. Algunos autores prefieren la palabra “litografía” para describir el paso de exposición a la radiación, tal como se describe a continuación.

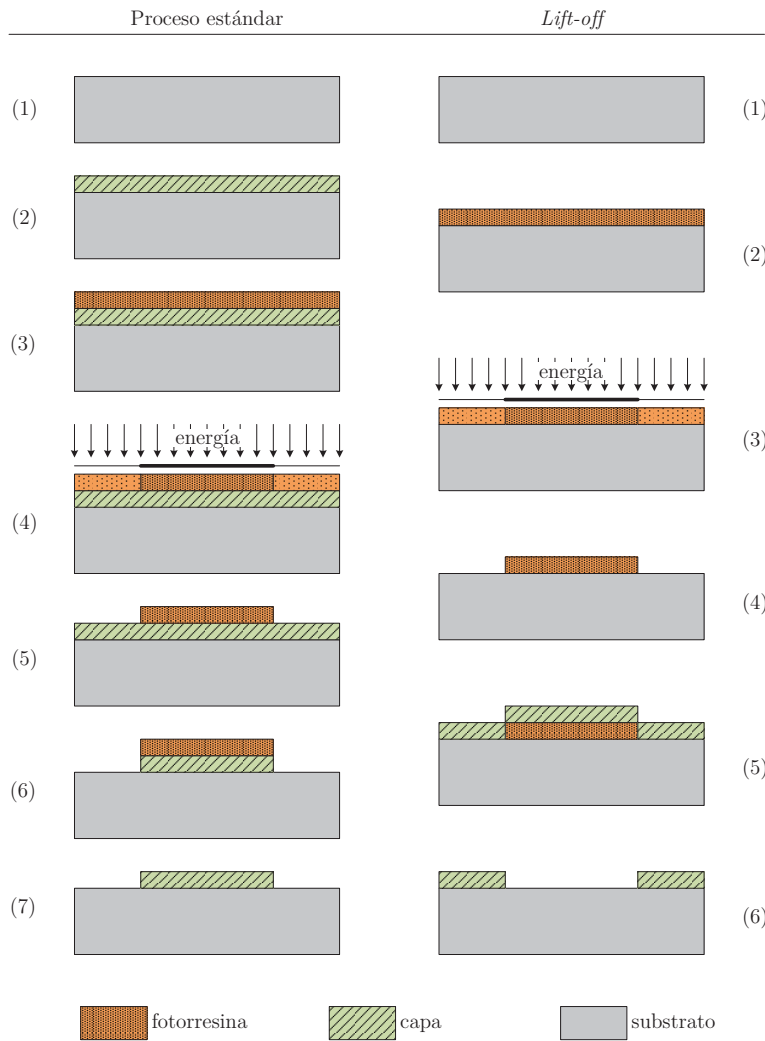
### Transferencia (*Patterning*)

Se puede considerar dos enfoques ligeramente diferentes, dependiendo de las características de la capa a transferir, tal y como trata de describirse en la Fig. A.3.

#### Proceso estándar

El proceso estándar consta de seis pasos básicos:

- (1) Preparación de la oblea que básicamente consiste en asegurar una superficie limpia y seca.
- (2) Deposición de la capa a modelar.
- (3) Deposición de la fotorresina, que es un polímero que sensible a la luz.



**Figura A.3** Procesos comparados de litografía estándar y mediante *lift-off*.

- (4) Litografía, exposición de la fotorresina a la luz (normalmente ultravioleta).
- (5) Revelado.
- (6) Atacado de la capa, el patrón se transfiere a la capa por medio de ataque químico selectivo.

- (7) Eliminación de la fotorresina (normalmente por disolución orgánica).

Con este esquema, la capa se deposita antes del proceso de modelado. Este hecho es particularmente útil para casos en los que la deposición de capas implica algunas complicaciones (como la necesidad de hacerse en otro laboratorio). Por el contrario, el proceso de atacado posterior puede llegar a dañar la superficie de la estructura modelada.

### ***Lift-off***

Se puede modelar sin la necesidad de una etapa de ataque químico. Ahora la serie sería: 1-3-4-2-6. Debido a que la capa se deposita sobre la fotorresina a modelar, en el último paso es cuando se obtiene la estructura modelada. Sin embargo, este último paso es bastante lenta, debido a que el proceso de *lift-off* necesita eliminar tanto la fotorresina como la capa superior.

## **Litografía**

Con la litografía, ahora nos referimos a la exposición y el revelado. La idea básica es iluminar selectivamente la fotorresina depositada con el fin de transferir el patrón. Por razones obvias, se deben utilizar fuentes de luz coherente (láser). La radiación UV se utiliza comúnmente con longitudes de onda que van desde  $0.1\ \mu\text{m}$  a  $0.5\ \mu\text{m}$ . De esta manera se obtienen resoluciones por debajo de  $1\ \mu\text{m}$ . Para mayores resoluciones, se puede utilizar fuentes con menores longitudes de onda (rayos X o haces de iones electrónicos).

### **Litografía a través de máscara**

Las máscaras son elaboradas con ayuda de herramientas de CAD. Las máscaras contienen el dibujo del patrón que va a ser transferido. Las máscaras por litografía UV están hechas de cromo sobre cristal y definidas mediante litografía de rayos de electrones. La litografía puede ser hecha con una máscara tan cerca como sea posible al substrato (litografía por contacto) o a través de un sistema óptico (proyección litográfica).

### **Escritura directa**

Usando un rayo colimador (normalmente láser UV), el diseño del patrón de una máscara puede ser transferido a la oblea evitando la fabrica-

ción de las máscaras. En este caso, la información del patrón es codificada en un sistema de desplazamiento  $x-y$ , asociado con un mecanismo óptico de encendido/apagado. El punto del rayo de luz se mueve a través de la superficie en aquellas zonas que necesitan ser iluminadas, dibujando así directamente el patrón. Siendo un sistema mucho más lento, proporciona una manera relativamente más barata para la producción de prototipos a baja escala de producción.

### **Atacado**

Se refiere un proceso capaz de seleccionar porciones no deseadas de la capa depositada. La característica selectiva se obtiene con el diseño del patrón.

### **Atacado húmedo**

En el caso de materiales inorgánicos, se suele hacer uso de ácidos corrosivos mientras que para los materiales orgánicos se utilizan disolventes. En la literatura específica pueden encontrarse tablas detalladas con atacantes recomendados para cada material, con tiempos de exposición y temperaturas recomendadas.

Siendo una técnica ampliamente usada en microfabricación de dispositivos semiconductores, el atacado húmedo no es muy popular para estructuras GMR de patrones, debido a su tamaño de micras o inferior, que requieren de la definición más precisa de los contornos.

### **Atacado seco**

También es posible atacar sin ácidos. Se puede aprovechar la ventaja de la erosión controlada, que un haz de iones colimados puede producir en la superficie de una capa. Este tipo de técnicas ofrecen velocidades de ataque lentas, pero son más controlables y estables. Son éstas las técnicas que se utilizan comúnmente para el diseño de dispositivos GMR. Como inconveniente, el haz colimado sólo puede cubrir (y luego atacar) una superficie relativamente pequeña. Algunas variaciones que se pueden encontrar:

### **Atacado por haz de iones (IBE, *Ion Beam Etching*)**

El IBE produce iones en una cavidad y luego los acelera para crear un haz relativamente intenso y homogéneo. Los iones usados son por lo ge-

neral  $\text{Ar}^+$  pero también se puede usar oxígeno u otros gases adicionales. El tamaño de las fuentes comerciales varía típicamente de 2.5 cm a 20 cm y la energía de los iones está alrededor de algunos centenares de eV. El atacado es anisotrópico y por lo tanto se puede utilizar para una buena transferencia con altas relaciones de aspecto, con velocidades de ataque en función del tipo de material.

Se puede encontrar sistemas IBD comerciales en los que se incluye la técnica IBE. De esta manera, la misma máquina puede usarse para ambas cosas, deposiciones de estructura GMR y, después del proceso de litografía, atacado. Cuando no es necesaria una producción masiva, ésta es una opción apropiada, a coste moderado.

#### **Atacado por iones reactivos (RIE, *Reactive Ion Etching*)**

El atacado por iones reactivos (RIE) consiste en crear un plasma con diferentes tipos de gas a fin de combinar ataque por haz iónico y reacción química. Este tipo de ataque puede ser aún más selectivo que el estándar IBE. Si la muestra está muy cerca del plasma, entonces, el ataque químico es rápido e isotrópico. De lo contrario, se convierte en anisotrópico y lento. La velocidad de ataque químico varía de 0 a 1  $\mu\text{m}/\text{min}$  dependiendo del material, la presión del gas y la morfología de la estructura [12].

## Apéndice B

### Hojas de proceso (*run sheets*) asociadas

- B.1. Sensores del capítulo 1
- B.2. Sensores del capítulo 4

RUN SHEET \_\_\_\_\_ BRDGLC

---

**Step 1: Wafer cleaning**

1. Rinse wafer with Iso Propilic Alcohol (IPA) jet
2. Gently scrub wafer with clean-room wipe soaked with IPA
3. Rinse wafer with IPA jet
4. Rinse wafer with DI water jet
5. Blow dry with N<sub>2</sub> jet

Comments:

---

**Step 2: Dehydration bake**

Machine: N<sub>2</sub> atmosphere oven

1. 2 hours at 130°C in a N<sub>2</sub> atmosphere (10 schf flow)
  2. Cool down to 40-60°C in the same atmosphere (1-2 hours)
- 

**Step 3: Undercoat deposition (0.1 µm, SiO<sub>2</sub>) (deposition rate ~0,27 Å/s)**

Machine: Ultra High Vacuum sputtering system (UHV2, Alcatel) (also used for Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>)

Pre-treatment: Load wafer in machine immediately after step 2

Deposition conditions:

RF Power (W)	Pressure (mTorr)	Ar flow (sccm)	Time
200	6.4	45	~ 1 hour

Comments: (if necessary)

---

**Step 4: GMR spin valve deposition**

Machine: Nordiko 3000 (IBD)

Pre-treatment:

Deposition conditions:

Magnitude	Set value	Read Value (if different)
Base pressure	~10 <sup>-7</sup> Torr	
Deposition pressure	~10 <sup>-4</sup> Torr	
Table/substrate rotation	~4 rpm/50%	
RF power	100-140 W	
Ar flow	3-40 sccm	
V <sup>+</sup>	1450 V	
I <sup>+</sup>	45 mA	
V <sup>-</sup>	300 V	
I <sup>-</sup>	-	

Comments: spin valve structure should be:

Ta (2 nm) / NiFe (3 nm) / CoFe (2 nm) / Cu (2,2 nm) / CoFe (2,5 nm) / MnIr (6 nm) / Ta (4 nm)



**Step 5:** Spin valve passivation (15 nm TiW (N))Machine: Nordiko 7000 (sputtering)Pre-treatment: *I don't think so*Deposition conditions:

DC Power (W)	Pressure (mTorr)	Ar flow (sccm)	N2 flow (sccm)	Voltage (V)	Current (A)	Time (s)
500	3.0	50.0	10.0	435-436	1.2	27

**Step 6:** Lithographic process sensor patterningMachine: Vacuum bake/vapour prime processing system. Photoresist tracks, DWL.Pre-treatment: Vapour prime – program 0

25 min at 130°C in vacuum (↓ 10 Torr → 1 Torr) → 5 min at 130°C under a flow of Hexamethyldisilazane, HMDS (4-6 Torr)

Resist coating: 60 s at 110°C (program 3/2-1, Development track) → cool down wafer → coat 1.5 μm photoresist (program 7/2-1, Coating Track) → 60s/100°C (program 7/2-2, Coating track) → Cool down waferLithographic exposure:

Map: BRDGLC		
Mask(s): LISV (etching)		
Energy: 30-55	Focus: 60-80	Laser Power: (default)
Air temperature: 20-22	Relative Humidity (RH): 30%	

Development:

60 s at 110°C → cool down wafer → 60s development

Comments:**Step 7:** sensor etchingMachine: Nordiko 3000 (Ion milling)Deposition conditions:

Magnitude	Set value	Read Value (if different)
Base pressure	~10 <sup>-7</sup> Torr	
Deposition pressure	~10 <sup>-4</sup> Torr	
Table/substrate rotation	~40%	
RF power	65 W	64 W
Ar flow	3 sccm	
V <sup>+</sup>	500 V	488 V
I <sup>+</sup>	-	30 mA
V <sup>-</sup>	200 V	194 V
I <sup>-</sup>	-	1.5 mA

Comments: Etching rate for standard spin valve is about 1 Å/s. It's convenient to overetch about 10%.

**Step 8:** photoresist removal (resist strip)

Process: Wafer immersed in a  $\mu$ -strip 2001 bath at 90°C. Use ultrasounds

Post-treatment: Wafer cleaning with IPA → DI water jet → N<sub>2</sub> jet dry.

Comments:

---

**Step 9:** Lithographic process. Connections exposure

Machine: Vacuum bake/vapour prime processing system. Photoresist tracks, DWL.

Pre-treatment: Vapour prime – program 0

25 min at 130°C in vacuum ( $\downarrow$  10 Torr → 1 Torr) → 5 min at 130°C under a flow of Hexamethyldisilazane, HMDS (4-6 Torr)

Resist coating:

60 s at 110°C (program 3/2-1, Development track) → cool down wafer → coat 1.5  $\mu$ m photoresist (program 7/2-1, Coating Track) → 60 s at 100°C (program 7/2-2, Coating track) → Cool down wafer

Lithographic exposure:

Map: BRDGLC		
Mask(s): L2MET (lift-off)		
Energy: 30-55	Focus: 60-80	Laser Power: (default)
Air temperature: 20-22	Relative Humidity (RH): 30%	

Development:

60 s at 110°C → cool down wafer → 60s development

Comments:

---

**Step 10:** Deposition and pasivation of contacts

Machine: Nordiko 7000 - 0.15  $\mu$ m deposition.

Pre-treatment: No. Done immediately after the previous step.

	Pressure (mTorr)	Ar flow (sccm)	N <sub>2</sub> flow (sccm)	Power (W)	Voltage (V)	Current (A)	Time (s)
Soft sputter Etching	3	50	-	RF1= 70 RF2= 40	106-112 -	- -	45
Al <sub>98.5</sub> Si <sub>10.5</sub> Cu <sub>0.5</sub>	3	50	-	2000 (DC)	387-384	5.1	20
Ti <sub>1.2</sub> W <sub>0.8</sub> (N <sub>2</sub> : 5)	3	50	10.0	500 (DC)	435-436	1.2	27

Machine: Ultra High Vacuum sputtering system (UHV2).

Pre-treatment: Load wafer in machine immediately after prior step

Deposition conditions:

RF Power (W)	Pressure (mTorr)	Ar flow (sccm)	time
??	??	??	??

Comments:

**Step 11:** lift off

Process: Wafer immersed in a  $\mu$ -strip 2001 bath at 90°C. Use (*or not*) of ultrasounds

Post-treatment: Wafer cleaning with IPA → DI water jet → N<sub>2</sub> jet dry.

**Step 12:** Lithographic process. Contacts exposure

Machine: Vacuum bake/vapour prime processing system. Photoresist tracks, DWL.

Pre-treatment: Vapour prime – program 0; 25 min at 130°C in vacuum ( $\downarrow$  10 Torr → 1 Torr) → 5 min at 130°C under a flow of Hexamethyldisilazane, HMDS (4-6 Torr)

Resist coating: 60 s at 110°C (program 3/2-1, Development track) → cool down wafer → coat 1.5  $\mu$ m photoresist (program 7/2-1, Coating Track) → 60s/100°C (program 7/2-2, Coating track) → Cool down wafer

Lithographic exposure:

Map: BRDGLC		
Mask(s): L4PAD (lift-off)		
Energy: 30-55	Focus: 60-80	Laser Power: (default)
Air temperature: 20-22	Relative Humidity (RH): 30%	

Development: 60 s at 110°C → cool down wafer → 60 s development

**Step 13:** Pasivation (0.25  $\mu$ m, SiO<sub>2</sub>)

Machine: Ultra High Vacuum sputtering system (UHV2)

Pre-treatment: Load wafer in machine immediately after prior step

Deposition conditions:

RF Power (W)	Pressure (mTorr)	Ar flow (sccm)	Time
200	~10	45	~ 2 h

**Step 14:** Open contact pads (lift-off)

Process: Wafer immersed in a  $\mu$ -strip 2001 bath at 90°C. Use (*or not*) of ultrasounds

Post-treatment: Wafer cleaning with IPA → DI water jet → N<sub>2</sub> jet dry.

**Step 15:** Lithographic process. Connections exposure

Machine: Vacuum bake/vapour prime processing system. Photoresist tracks, DWL.

Pre-treatment: Vapour prime – program 0; 25 min at 130°C in vacuum ( $\downarrow$  10 Torr → 1 Torr) → 5 min at 130°C under a flow of Hexamethyldisilazane, HMDS (4-6 Torr)

Resist coating: 60 s at 110°C (program 3/2-1, Development track) → cool down wafer → coat 1.5  $\mu$ m photoresist (program 7/2-1, Coating Track) → 60s/100°C (program 7/2-2, Coating track) → Cool down wafer

Lithographic exposure:

Map: BRDGLC		
Mask(s): L3MET (lift-off)		
Energy: 30-55	Focus: 60-80	Laser Power: (default)
Air temperature: 20-22	Relative Humidity (RH): 30%	

Development:

60 s at 110°C → cool down wafer → 60 s development

**Step 16:** Deposition and passivation of contactsMachine: Nordiko 7000Pre-treatment: No. Done immediately after the previous step.

	Pressure (mTorr)	Ar flow (sccm)	N <sub>2</sub> flow (sccm)	Power (W)	Voltage (V)	Current (A)	Time (s)
Soft sputter Etching	3	50	-	RF1= 70 RF2= 40	106-112 -	- -	45
Al <sub>98.5</sub> Si <sub>0.5</sub> Cu <sub>0.5</sub>	3	50	-	2000 (DC)	387-384	5.1	20
Ti <sub>12.5</sub> W <sub>50</sub> (N <sub>37.5</sub> )	3	50	10.0	500 (DC)	435-436	1.2	27

Machine: Ultra High Vacuum sputtering system (UHV2). 0.25 µm deposition.Pre-treatment: Load wafer in machine immediately after prior stepDeposition conditions:

RF Power (W)	Pressure (mTorr)	Ar flow (sccm)	time
200	~10	45	~ 2 h

**Step 17:** lift offProcess: Wafer immersed in a µ-strip 2001 bath at 90°C. Use (*or not*) of ultrasoundsPost-treatment: Wafer cleaning with IPA → DI water jet → N<sub>2</sub> jet dry.**Step 18:** Lithographic process. Contacts exposureMachine: Vacuum bake/vapour prime processing system. Photoresist tracks, DWL.Pre-treatment: Vapour prime – program 0; 25 min at 130°C in vacuum (↓ 10 Torr → 1 Torr) → 5 min at 130°C under a flow of Hexamethyldisilazane, HMDS (4-6 Torr)Resist coating: 60s at 110°C (program 3/2-1, Development track) → cool down wafer → coat 1.5 µm photoresist (program 7/2-1, Coating Track) → 60s/100°C (program 7/2-2, Coating track) → Cool down waferLithographic exposure:

Map: BRDGLC		
Mask(s): L4PAD (lift-off)		
Energy: 30-55	Focus: 60-80	Laser Power: (default)
Air temperature: 20-22		Relative Humidity (RH): 30%

Development: 60 s at 110°C → cool down wafer → 60 s development**Step 19:** Passivation (0.25 µm, SiO<sub>2</sub>)Machine: Ultra High Vacuum sputtering system (UHV2)Pre-treatment: Load wafer in machine immediately after prior stepDeposition conditions:

RF Power (W)	Pressure (mTorr)	Ar flow (sccm)	Time
200	~10	45	~ 2 h

**Step 20:** Open contact pads (lift-off)Process: Wafer immersed in a µ-strip 2001 bath at 90°C. Use (*or not*) of ultrasoundsPost-treatment: Wafer cleaning with IPA → DI water jet → N<sub>2</sub> jet dry.

## RUN SHEET \_\_\_\_\_ CNM-11

<input type="checkbox"/> 1	<b>Wafer cleaning</b>
Start date	<i>Machine:</i> <b>chemical workbench</b>
Duration	<i>Pre-treatment:</i> <i>Conditions:</i> <ol style="list-style-type: none"> <li>1. Rinse wafer with Iso Propilic Alcohol (IPA) jet</li> <li>2. Gently scrub wafer with clean-room wipe soaked with IPA</li> <li>3. Rinse wafer with IPA jet</li> <li>4. Rinse wafer with DI water jet</li> <li>5. Blow dry with N<sub>2</sub> jet</li> </ol> <i>Comments:</i>
<input type="checkbox"/> 2	<b>Dehydration bake</b>
Start date	<i>Machine:</i> <b>N<sub>2</sub> atmosphere oven</b>
Duration	<i>Pre-treatment:</i> <i>Conditions:</i> <ol style="list-style-type: none"> <li>1. 2 hours at 130°C in a N<sub>2</sub> atmosphere (10 schf flow)</li> <li>2. Cool down to 40-60°C in the same atmosphere (1-2 hours)</li> </ol> <i>Comments:</i>
<input type="checkbox"/> 2	<b>1<sup>st</sup> lithography: spin valve regions pre-definition: lift-off</b>
Start date	<i>Machine:</i> <b>Vacuum bake/vapour prime; photoresist tracks; DWL</b>
Duration	<i>Pre-treatment:</i> Vapour prime – program 0 25 min at 130°C in vacuum (↓ 10 Torr → 1 Torr) → 5 min at 130°C under a flow of Hexamethyldisilizane, HMDS (4-6 Torr) <i>Resist coating:</i> 60 s at 110°C (program 3/2-1, Development track) → cool down wafer → coat 1.5 μm photoresist (program 7/2-1, Coating Track) → 60 s at 100°C (program 7/2-2, Coating track) → Cool down wafer <i>Lithographic exposure:</i> Map: CNM11.map Mask(s): <b>L1SLV</b> Energy: 30-55      Focus: 60-80 Air temperature: 20-22      Relative Humidity (RH): 30% <i>Development:</i> 60 s at 110°C → cool down wafer → 60 s development <i>Comments:</i> <b>NON INVERTED (LIFT-OFF)</b>
<input type="checkbox"/> 3	<b>Spin valve deposition</b>
Start date	<i>Machine:</i> <b>Nordiko 3600 (IBD)</b>
Duration	<i>Pre-treatment:</i> <i>Conditions:</i> <ol style="list-style-type: none"> <li>1) Clean bottom electrode targets</li> <li>2) Deposition bottom electrode</li> <li>3) Clean assist gun and gas lines</li> <li>4) Oxidate the Al layer / rotate the substrate / place the top electrode test (glass)</li> <li>5) Clean top electrode targets</li> <li>6) Deposit top electrode</li> </ol> <i>Comments:</i> typical linear spin valve

<input type="checkbox"/> 4 Spin valve lift-off																															
Start date	Machine: <b>Chemical workbench</b>																														
	Pre-treatment: Conditions: Wafer immersed in a $\mu$ -strip 2001 bath at 90°C. Use of ultrasounds																														
Duration	Post-treatment: Wafer cleaning with IPA → DI water jet → N <sub>2</sub> jet dry Comments:																														
<input type="checkbox"/> 5 2 <sup>nd</sup> lithography: spin valve definition																															
Start date	Machine: <b>Vacuum bake/vapour prime; photoresist tracks; DWL</b>																														
	Pre-treatment: Vapour prime – program 0 25 min at 130°C in vacuum ( $\downarrow$ 10 Torr → 1 Torr) → 5 min at 130°C under a flow of Hexamethyldisilazane, HMDS (4-6 Torr)																														
Duration	Resist coating: 60 s at 110°C (program 3/2-1, Development track) → cool down wafer → coat 1.5 $\mu$ m photoresist (program 7/2-1, Coating Track) → 60 s at 100°C (program 7/2-2, Coating track) → Cool down wafer																														
	Lithographic exposure: Map: CNM11.map Mask(s): <b>L2SPV</b> Energy: 30-55                      Focus: 60-80 Air temperature: 20-22                      Relative Humidity (RH): 30% Development: 60 s at 110°C → cool down wafer → 60 s development Comments: <b>INVERTED (ETCHING)</b>																														
<input type="checkbox"/> 6 Spin valve patterning. Ion milling																															
Start date	Machine: <b>Nordiko 3600 (Ion milling)</b>																														
	Pre-treatment: Conditions:																														
Duration	<table border="1"> <thead> <tr> <th>Magnitude</th> <th>Set value</th> <th>Read Value</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>Base pressure</td> <td><math>\sim 10^{-7}</math> Torr</td> <td></td> </tr> <tr> <td>Deposition pressure</td> <td><math>\sim 10^{-4}</math> Torr</td> <td></td> </tr> <tr> <td>Table/substrate rotation</td> <td><math>\sim 4</math> rpm/40%</td> <td></td> </tr> <tr> <td>RF power</td> <td>65 W</td> <td>64 W</td> </tr> <tr> <td>Ar flow</td> <td>3-40 sccm</td> <td></td> </tr> <tr> <td>V<sup>-</sup></td> <td>500 V</td> <td>488 V</td> </tr> <tr> <td>I<sup>+</sup></td> <td>45 mA</td> <td>30 mA</td> </tr> <tr> <td>V<sup>+</sup></td> <td>200 V</td> <td>194 V</td> </tr> <tr> <td>I<sup>-</sup></td> <td>-</td> <td>1.5 mA</td> </tr> </tbody> </table>	Magnitude	Set value	Read Value	Base pressure	$\sim 10^{-7}$ Torr		Deposition pressure	$\sim 10^{-4}$ Torr		Table/substrate rotation	$\sim 4$ rpm/40%		RF power	65 W	64 W	Ar flow	3-40 sccm		V <sup>-</sup>	500 V	488 V	I <sup>+</sup>	45 mA	30 mA	V <sup>+</sup>	200 V	194 V	I <sup>-</sup>	-	1.5 mA
	Magnitude	Set value	Read Value																												
Base pressure	$\sim 10^{-7}$ Torr																														
Deposition pressure	$\sim 10^{-4}$ Torr																														
Table/substrate rotation	$\sim 4$ rpm/40%																														
RF power	65 W	64 W																													
Ar flow	3-40 sccm																														
V <sup>-</sup>	500 V	488 V																													
I <sup>+</sup>	45 mA	30 mA																													
V <sup>+</sup>	200 V	194 V																													
I <sup>-</sup>	-	1.5 mA																													
Comments: Etching rate is about 0.6Å/s. It's convenient to over etch about 10%.																															
<input type="checkbox"/> 7 Resist strip																															
Start date	Machine: <b>Chemical workbench</b>																														
	Pre-treatment: Conditions: Wafer immersed in a $\mu$ -strip 2001 bath at 90°C. Use of ultrasounds																														
Duration	Post-treatment: Wafer cleaning with IPA → DI water jet → N <sub>2</sub> jet dry Comments:																														

□ 8		3 <sup>rd</sup> lithography: contact definition																																								
Start date	<b>Machine: Vacuum bake/vapour prime; photoresist tracks; DWL</b>																																									
	<i>Pre-treatment:</i> Vapour prime – program 0 25 min at 130°C in vacuum ( $\downarrow$ 10 Torr $\rightarrow$ 1 Torr) $\rightarrow$ 5 min at 130°C under a flow of Hexamethyldisilazane, HMDS (4-6 Torr)																																									
Duration	<i>Resist coating:</i> 60 s at 110°C (program 3/2-1, Development track) $\rightarrow$ cool down wafer $\rightarrow$ coat 1.5 $\mu$ m photoresist (program 7/2-1, Coating Track) $\rightarrow$ 60 s at 100°C (program 7/2-2, Coating track) $\rightarrow$ Cool down wafer																																									
	<i>Lithographic exposure:</i> Map: CNM.map Mask(s): <b>L3MET</b> Energy: 30-55                      Focus: 60-80 Air temperature: 20-22                      Relative Humidity (RH): 30% <i>Development:</i> 60 s at 110°C $\rightarrow$ cool down wafer $\rightarrow$ 60 s development <i>Comments:</i> <b>NON INVERTED (LIFT-OFF)</b>																																									
□ 9		Metallization (3000Å Al <sub>98.5</sub> Si <sub>0.5</sub> Cu <sub>0.5</sub> )																																								
Start date	<b>Machine: Nordiko 7000</b>																																									
	<i>Pre-treatment:</i> <i>Conditions:</i>																																									
Duration	<table border="1"> <thead> <tr> <th></th> <th>Pressure (mTorr)</th> <th>Ar flow (sccm)</th> <th>N<sub>2</sub> flow (sccm)</th> <th>Power (W)</th> <th>Voltage (V)</th> <th>Current (A)</th> <th>Time (s)</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>Soft sputter</td> <td>3</td> <td>50</td> <td>-</td> <td>RF1= 70</td> <td>106-112</td> <td>-</td> <td>45</td> </tr> <tr> <td>Etching</td> <td>3</td> <td>50</td> <td>-</td> <td>RF2= 40</td> <td>-</td> <td>-</td> <td>-</td> </tr> <tr> <td>Al<sub>98.5</sub>Si<sub>0.5</sub>Cu<sub>0.5</sub></td> <td>3</td> <td>50</td> <td>-</td> <td>2000 (DC)</td> <td>387-384</td> <td>5.1</td> <td>20</td> </tr> <tr> <td>Ti<sub>12.5</sub>W<sub>87.5</sub>(N<sub>57.5</sub>)</td> <td>3</td> <td>50</td> <td>10.0</td> <td>500 (DC)</td> <td>435-436</td> <td>1.2</td> <td>27</td> </tr> </tbody> </table>			Pressure (mTorr)	Ar flow (sccm)	N <sub>2</sub> flow (sccm)	Power (W)	Voltage (V)	Current (A)	Time (s)	Soft sputter	3	50	-	RF1= 70	106-112	-	45	Etching	3	50	-	RF2= 40	-	-	-	Al <sub>98.5</sub> Si <sub>0.5</sub> Cu <sub>0.5</sub>	3	50	-	2000 (DC)	387-384	5.1	20	Ti <sub>12.5</sub> W <sub>87.5</sub> (N <sub>57.5</sub> )	3	50	10.0	500 (DC)	435-436	1.2	27
		Pressure (mTorr)	Ar flow (sccm)	N <sub>2</sub> flow (sccm)	Power (W)	Voltage (V)	Current (A)	Time (s)																																		
Soft sputter	3	50	-	RF1= 70	106-112	-	45																																			
Etching	3	50	-	RF2= 40	-	-	-																																			
Al <sub>98.5</sub> Si <sub>0.5</sub> Cu <sub>0.5</sub>	3	50	-	2000 (DC)	387-384	5.1	20																																			
Ti <sub>12.5</sub> W <sub>87.5</sub> (N <sub>57.5</sub> )	3	50	10.0	500 (DC)	435-436	1.2	27																																			
<i>Comments:</i>																																										
□ 10		Contact pasivation (15nm TiW)																																								
Start date	<b>Machine: Nordiko 7000</b>																																									
	<i>Pre-treatment:</i> <i>Conditions:</i>																																									
Duration	<table border="1"> <thead> <tr> <th>DC Power (W)</th> <th>Pressure (mTorr)</th> <th>Ar flow (sccm)</th> <th>N<sub>2</sub> flow (sccm)</th> <th>Voltage (V)</th> <th>Current (A)</th> <th>Time (s)</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>500</td> <td>3.0</td> <td>50.0</td> <td>10.0</td> <td>435-436</td> <td>1.2</td> <td></td> </tr> </tbody> </table>		DC Power (W)	Pressure (mTorr)	Ar flow (sccm)	N <sub>2</sub> flow (sccm)	Voltage (V)	Current (A)	Time (s)	500	3.0	50.0	10.0	435-436	1.2																											
	DC Power (W)	Pressure (mTorr)	Ar flow (sccm)	N <sub>2</sub> flow (sccm)	Voltage (V)	Current (A)	Time (s)																																			
500	3.0	50.0	10.0	435-436	1.2																																					
<i>Comments:</i>																																										
□ 11		Metal lift-off																																								
Start date	<b>Machine: Chemical workbench</b>																																									
	<i>Pre-treatment:</i> <i>Conditions:</i> <i>Wafer immersed in a <math>\mu</math>-strip 2001 bath at 90°C. Use of ultrasounds</i>																																									
Duration	<i>Post-treatment:</i> <i>Wafer cleaning with IPA <math>\rightarrow</math> DI water jet <math>\rightarrow</math> N<sub>2</sub> jet dry</i>																																									
	<i>Comments:</i>																																									

<input type="checkbox"/> 11	<b>4<sup>th</sup> lithography: Pads patterning</b>													
Start date	<i>Machine: Vacuum bake/vapour prime; photoresist tracks; DWL</i>													
Duration	<i>Pre-treatment: Vapour prime – program 0  25 min at 130°C in vacuum (<math>\downarrow</math> 10 Torr <math>\rightarrow</math> 1 Torr) <math>\rightarrow</math> 5 min at 130°C under a flow of Hexamethyldisilazane, HMDS (4-6 Torr)</i> <i>Resist coating: 60 s at 110°C (program 3/2-1, Development track) <math>\rightarrow</math> cool down wafer <math>\rightarrow</math> coat 1.5 <math>\mu</math>m photoresist (program 7/2-1, Coating Track) <math>\rightarrow</math> 60 s at 100°C (program 7/2-2, Coating track) <math>\rightarrow</math> Cool down wafer</i> <i>Lithographic exposure:  Map: CNM11.map  Mask(s): L4PAD  Energy: 30-55                      Focus: 60-80  Air temperature: 20-22                      Relative Humidity (RH): 30%</i> <i>Development: 60 s at 110°C <math>\rightarrow</math> cool down wafer <math>\rightarrow</math> 60 s development</i> <i>Comments: INVERTED (LIFT-OFF)</i>													
<input type="checkbox"/> 12	<b>Passivation (SiO<sub>2</sub>: 0.20<math>\mu</math>m)</b>													
Start date	<i>Machine: Alcatel</i>													
Duration	<i>Pre-treatment:</i> <i>Conditions:</i> <table style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <thead> <tr> <th style="width: 30%;"></th> <th style="width: 15%;">RF Power (W)</th> <th style="width: 15%;">Pressure (mTorr)</th> <th style="width: 15%;">Ar flow (sccm)</th> <th style="width: 25%;">Time</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td></td> <td style="text-align: center;">200</td> <td style="text-align: center;">6.4</td> <td style="text-align: center;">45</td> <td></td> </tr> </tbody> </table> <i>Comments:</i>					RF Power (W)	Pressure (mTorr)	Ar flow (sccm)	Time		200	6.4	45	
	RF Power (W)	Pressure (mTorr)	Ar flow (sccm)	Time										
	200	6.4	45											
<input type="checkbox"/> 13	<b>Pads lift-off</b>													
Start date	<i>Machine: Chemical workbench</i>													
Duration	<i>Pre-treatment:</i> <i>Conditions: Wafer immersed in a <math>\mu</math>-strip 2001 bath at 90°C. Use of ultrasounds</i> <i>Post-treatment: Wafer cleaning with IPA <math>\rightarrow</math> DI water jet <math>\rightarrow</math> N<sub>2</sub> jet dry</i> <i>Comments:</i>													



## Apéndice C

# Publicaciones derivadas de esta tesis

Del trabajo descrito en esta tesis, se han derivado las siguientes publicaciones:

### Capítulos de libro

1. C. Reig, M.D. Cubells-Beltrán, D. Ramírez. “GMR based electrical current sensors” en “Giant Magnetoresistance: New Research”. *Nova Science Publishers* (2008) pp. 239-275 (ISBN: 978-1-60456-733-5).
2. C. Reig, M.D. Cubells-Beltrán. “GMR Based Sensors for IC Current Monitoring” en “Giant Magnetoresistance (GMR) Sensors”. *Springer* (2013) pp. 103-132 (ISBN: 978-3-642-37172-1-5).

### Artículos internacionales indexados

1. H. Beltrán, C. Reig, V. Fuster, D. Ramírez, M.D. Cubells-Beltrán. “Modeling of Magnetoresistive-Based Electrical Current Sensors: A Technological Approach”. *IEEE Sensors Journal* 7 (2007) 1532-1537.
2. C. Reig, M.D. Cubells-Beltrán, D. Ramírez, S. Cardoso, P.P. Freitas. “Electrical Isolators Based on Tunneling Magnetoresistance Technology”. *IEEE Transactions on Magnetics* 44 (2008) 4011-4014.

3. M.D. Cubells-Beltrán, C. Reig, D. Ramírez, S. Cardoso, P.P. Freitas. “Full Wheatstone bridge spin-valve based sensors for IC currents monitoring”. *IEEE Sensors Journals* 9 (2009) 1756-1762.
4. C. Reig, M.D. Cubells-Beltrán, D. Ramírez. “Magnetic Field Sensors Based on Giant Magnetoresistance (GMR) Technology: Applications in Electrical Current Sensing”. *Sensors* 9 (2009) 7919-7942.
5. A. Roldán, C. Reig, M.D. Cubells-Beltrán, J.B. Roldán, D. Ramírez, S. Cardoso, P.P. Freitas. “Analytical compact modeling of GMR based current sensors: Application to power measurement at the IC level”. *Solid-State Electronics* 54 (2010) 1606-1612.
6. M.-D. Cubells-Beltrán, C. Reig, J. Martos, J. Torres, J. Soret, “Limitations of magnetoresistive current sensors in industrial applications”. *International Review of Electrical Engineering (IREE)* 6 (2011) 423-429.
7. A.-M. Roldán, J.-B. Roldán, C. Reig, M.-D. Cubells-Beltrán, D. Ramírez, S. Cardoso, P.-P. Freitas. “A DC behavioral electrical model for quasi-linear spin-valve devices including thermal effects for circuit simulation”. *Microelectronics Journal* 42 (2011) 365-370.

## Conferencias internacionales

1. C. Reig, M.-D. Cubells-Beltrán, D. Ramírez, S. Cardoso, P.P. Freitas. “Electrical Isolators Based on Tunneling Magnetoresistance Technology”. *INTERMAG*. Madrid (Spain, 2008).
2. J. Sánchez-Moreno, D. Ramírez, M.-D. Cubells-Beltrán, C. Reig, S. Casans, A. E. Navarro. “Extending Magnetoresistive AC Transfer Characteristics for Current Measurement”. *I2MTC 2008 – IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference*. Victoria (Canada, 2008).
3. A. Roldán, C. Reig, M.-D. Cubells-Beltrán, J.B. Roldán, D. Ramírez, S. Cardoso, P.P. Freitas. “A Verilog-A implementation of a model for spin-valve based current sensors”. *MOS-AK 2010 / ESSDERC / ESSCIRC*. Sevilla (Spain, 2010).

4. M.-D. Cubells-Beltrán, C. Reig, D. Ramírez, S. Cardoso, P. P. Freitas. “2D FEM model for integrated GMR current sensors”. *4<sup>th</sup> International Conference on Sensing Technology (ICST 2010)*. Lecce (Italy, 2010).
5. A. Roldan, C. Reig, J.B. Roldan, M.-D. Cubells-Beltrán, S. Cardoso, P.P. Freitas. “Simulation study of IC power measurement applications by means of Verilog-A models for GMR current sensors”. *MOS-AK/GSA Workshop*. Paris (France, 2011)
6. C. Reig, M.-D. Cubells-Beltrán, A. Cano, J. Sanchis, D. Gilabert, J. Madrenas, E. Figueras, A. Yúfera, S. Cardoso, P.P. Freitas. “GMR technology: a real candidate for monolithically integrated off-line IC current sensing”. *International Conference on Analog VLSI Circuits (AVIC2012)*. Valencia (Spain, 2012).
7. C. Reig, A. De Marcellis, M.-D. Cubells-Beltrán, J. Madrenas, S. Cardoso, P.P. Freitas. “Quasi-digital conversion for resistive devices: application in GMR-based IC current sensors”. *9<sup>th</sup> Spanish Conference on Electron Devices (CDE-2013)*. Valladolid (Spain, 2013).
8. M.-D. Cubells-Beltrán, C. Reig, A. Roldán, J.-B. Roldán, A. De Marcellis, S. Cardoso, P.P. Freitas. “Magnetic Tunnel Junction (MTJ) Sensors for Integrated Circuits (IC) Electric Current Measurement”. *IEEE Sensors 2013*. Baltimore (USA, 2013).

## Conferencias nacionales

1. C. Reig, M.-D. Cubells-Beltrán, D. Ramírez, A. Roldán, J.B. Roldán, S. Cardoso, P.P. Freitas. “GMR Current Sensors for IC applications”. *Ibernam 2009*. Sevilla (Spain, 2009).



# Bibliografía

- [1] Hirota E., Sakakima H., and Inomata K. *Giant Magnetoresistance Devices*. Surface Sciences. Springer, Berlin, 2002.
- [2] C. Reig, S. Cardoso, and S.C. Mukhopadhyay, editors. *Giant Magnetoresistance (GMR) Sensors: From Basis to State-of-the-Art Applications*, volume 6 of *Smart Sensors, Measurement and Instrumentation*. Springer, 2013.
- [3] M.N. Baibich, J.M. Broto, A. Fert, F.N. Vandau, F. Petroff, P. Eitenne, G. Creuzet, A. Friederich, and J. Chazelas. Giant magnetoresistance of (001)fe/(001)cr magnetic superlattices. *Physical Review Letters*, pages 2472–2475, 1988.
- [4] G. Binasch, P. Grunberg, F. Saurenbach, and W. Zinn. Enhanced magnetoresistance in layered magnetic structures with antiferromagnetic inter-layer exchange. *Physical Review B*, 39:4828–4830, 1989.
- [5] W. Wang, Y. Wang, L. Tu, T. Klein, Y. Feng, and J.-P. Wang. Surface Modification for Protein and DNA Immobilization onto GMR Biosensor. *IEEE Transactions on Magnetics*, 49(1):296–299, 2013.
- [6] M. Mujika, S. Arana, E. Castaño, M. Tijero, R. Vilares, J. M. Ruano-Lopez, A. Cruz, L. Sainz, and J. Berganza. Magnetoresistive immunosensor for the detection of *Escherichia Coli* O157:H7 including a microfluidic network. *Biosensors & Bioelectronics*, 24(5):1253–1258, 2009.
- [7] A. J. López-Martín and A. Carlosena. Performance Tradeoffs of Three Novel GMR Contactless Angle Detectors. *IEEE Sensors Journal*, 9(3):191–198, 2009.
- [8] M. Diaz-Michelena. Small magnetic sensors for space applications. *Sensors*, 9(4):2271–2288, 2009.
- [9] S. C. Mukhopadhyay, K. Chomsuwan, C. P. Gooneratne, and S. Yamada. A novel needle-type SV-GMR sensor for biomedical applications. *IEEE Sensors Journal*, 7(3-4):401–408, 2007.

- [10] C. Reig, M. D. Cubells-Beltrán, and D. Ramírez. Magnetic field sensors based on giant magnetoresistance (GMR) technology: Applications in electrical current sensing. *Sensors*, pages 7919–7942, 2009.
- [11] Pavel Ripka. Electric current sensors: a review. *Measurement Science and Technology*, 21(11):112001, 2010.
- [12] Ziese M and Thornton M J (Eds.). *Spin Electronics*. Lecture Notes in Physics. Springer, Berlin, 2001.
- [13] S. Ziegler, R.C. Woodward, H.H-C. Lu, and L.J. Borle. Current Sensing Techniques: A review. *IEEE Sensors Journal*, pages 354–376, 2009.
- [14] José Pelegrí-Sebastiá. *Sensores magnetorresistivos con tecnología spin-valve: fabricación, caracterización eléctrica y estudio de su aplicabilidad*. Tesis Doctoral, 2001.
- [15] J. Pelegrí, D. Ramírez, and P. P. Freitas. Spin-valve current sensor for industrial applications. *Sensors and Actuators A-Physical*, 105(2):132–136, 2003.
- [16] C. Reig, M. D. Cubells-Beltrán, and Ramírez. GMR Based Electrical Current Sensors. In A.D. Torres and D.A. Pérez, editors, *Giant Magnetoresistance: New Research*. Nova Science Publishers, Inc., 2009.
- [17] Samed Maltabas, Kemal Kulovic, and Martin Margala. Novel Practical Built-in Current Sensors. *Journal of Electronic Testing*, 28(5):673–683, 2012.
- [18] A Ferre, E Isern, J Rius, R Rodriguez-Montanes, and J Figueras.  $I_{DDQ}$  testing: state of the art and future trends. *Integration-The VLSI Journal*, 26(1-2):167–196, 1998.
- [19] C. Reig, D. Ramírez, H. H. Li, and P. P. Freitas. Low-current sensing with specular spin valve structures. *IEE Proceedings-Circuits Devices and Systems*, 152(4):307–311, 2005.
- [20] C. Reig, D. Ramírez, S. Cardoso, and P. Freitas. GMR based full bridge sensor for low current sensing. *Proceedings of Eurosensors XIX*, 2005.
- [21] K. Le Phan, H. Boeve, F. Vanhelmont, T. Ikkink, and W. Talen. Geometry optimization of TMR current sensors for on-chip IC testing. *IEEE Transactions on Magnetics*, 41(10):3685–3687, 2005.
- [22] K. Le Phan, H. Boeve, F. Vanhelmont, T. Ikkink, F. de Jong, and H. de Wilde. Tunnel magnetoresistive current sensors for IC testing. *Sensors and Actuators A-Physical*, 129(1-2):69–74, 2006.
- [23] Z. H. Qian, D. X. Wang, J. Daughton, M. Tondra, E. Lange, C. Nordman, A. Popple, J. Myers, and J. Schuetz. Magnetoresistive signal isolators employing linear spin-valve sensing resistors. *Journal of Applied Physics*, 93(10):6870–6872, 2003.

- [24] S. Park and S. Jo. Modeling of linear isolator utilizing giant magnetoresistance elements. *IEEE Transactions on Magnetics*, 41(10):3679–3681, 2005.
- [25] C. Reig, M. D. Cubells-Beltrán, D. Ramírez, S. Cardoso, and P. P. Freitas. Electrical isolators based on tunneling magnetoresistance technology. *IEEE Transactions on Magnetics*, 44(11):4011–4014, 2008.
- [26] D. X. Wang, M. Tondra, C. Nordman, Z. H. Qian, J. M. Daughton, E. Lange, D. Brownell, L. Tran, and J. Schuetz. Prototype spin-dependent tunneling isolators integrated with integrated circuit electronics. *Journal of Applied Physics*, 91(10):8405–8407, 2002.
- [27] S. Park, J. Kim, and S. Jo. Modeling of giant magnetoresistance isolator for high speed digital data transmission utilizing spin valves. *Journal of Applied Physics*, 97(10):3, 2005.
- [28] M. Pannetier-Lecoeur, C. Fermon, A. de Vismes, E. Kerr, and L. Vieux-Rochaz. Low noise magnetoresistive sensors for current measurement and compasses. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, 316(2):E246–E248, 2007.
- [29] J.L. Brown. A universal low-field magnetic field sensor using GMR resistors on a semicustom BiCMOS array. In *Circuits and Systems, 1996., IEEE 39th Midwest symposium on*, volume 1, pages 123–126, aug 1996.
- [30] S.-J. Han, L. Xu, H. Yu, R. J. Wilson, R. L. White, N. Pourmand, and S. X. Wang. CMOS Integrated DNA Microarray Based on GMR Sensors. In *Proceedings of the International Electron Devices Meeting (IEDM'06).*, pages 1–4, 2006.
- [31] Sarah M. Thompson. The discovery, development and future of GMR: The Nobel Prize 2007. *Journal of Physics D: Applied Physics*, 41(9):093001, 2008.
- [32] P. P. Freitas, R. Ferreira, S. Cardoso, and F. Cardoso. Magnetoresistive sensors. *Journal of Physics-Condensed Matter*, 19(16):21, 2007.
- [33] C. Reig, D. Ramírez, F. Silva, J. Bernardo, and P. Freitas. Design, fabrication, and analysis of a spin-valve based current sensor. *Sensors and Actuators A-Physical*, 115(2-3):259–266, 2004.
- [34] R. Ferreira, P. Wisniewski, P. P. Freitas, J. Langer, B. Ocker, and W. Maass. Tuning of MgO barrier magnetic tunnel junction bias current for picotesla magnetic field detection. *Journal of Applied Physics*, 99(8):3, 2006.
- [35] 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*, 48(11):2823–2826, 2012.

- [36] H. Beltrán, C. Reig, V. Fuster, D. Ramírez, and M. D. Cubells-Beltrán. Modeling of magnetoresistive-based electrical current sensors: A technological approach. *IEEE Sensors Journal*, 7(11-12):1532–1537, 2007.
- [37] Andrea De Marcellis, Giuseppe Ferri, and Paolo Mantenuto. *Giant Magnetoresistance (GMR) Sensors: From Basis to State-of-the-Art Applications*, chapter Resistive Sensor Interfacing, pages 71–102. Springer, 2013.
- [38] K. Ludwig, J. Hauch, R. Mattheis, K. U. Barholz, and G. Rieger. Adapting GMR sensors for integrated devices. *Sensors and Actuators A – Physical*, 106(1-3):15–18, 2003.
- [39] Juan L. Maestre-Lorenzo. *Estudio de sensores magnetorresistivos: Aplicación a la medida de corriente*. Proyecto Final de Carrera, E.T.S.E., 2006.
- [40] J. M. Teixeira, J. O. Ventura, R. P. Fermento, J. P. Araujo, J. B. Sousa, S. C. Freitas, and P. J. Freitas. Interlayer coupling and magnetoresistance of MnIr-based spin valves: Dependencies on deposition rate, spacer thickness, and temperature. *IEEE Transactions on Magnetics*, 43(7):3143–3145, 2007.
- [41] COMSOL. *Comsol MultiPhysics User’s Guide*, 3.5 edition, 2008.
- [42] Chinthaka P. Gooneratne, Ioanna Giouroudi, Cai Liang, and Juergen Kosel. A giant magnetoresistance ring-sensor based microsystem for magnetic bead manipulation and detection. *Journal of Applied Physics*, 109(7), 2011.
- [43] Yong Ouyang, Jinliang He, Jun Hu, and Shan X. Wang. A Current Sensor Based on the Giant Magnetoresistance Effect: Design and Potential Smart Grid Applications. *Sensors*, 12(11):15520–15541, 2012.
- [44] Tin Yan Poon, Norman Chung Fai Tse, and Ricky Wing Hong Lau. Extending the GMR Current Measurement Range with a Counteracting Magnetic Field. *Sensors*, 13(6):8042–8059, 2013.
- [45] Sánchez J., Ramírez D., Cubells M.D., Reig C., and Navarro A.E. Bandwidth extension of a magnetoresistive sensor frequency response for current measurement. In *IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC08)*, Victoria (Canada), 2008.
- [46] G. W. Anderson, Yiming Huai, and Mahendra Pakala. Spin-valve thermal stability: The effect of different antiferromagnets. *Journal of Applied Physics*, 87(9):5726–5728, 2000.
- [47] Haiwen Xi, Jay Loven, Robert Netzer, Javier I. Guzman, Scott Franzen, and Sining Mao. Thermal fluctuation of magnetization and random telegraph noise in magnetoresistive nanostructures. *Journal of Physics D-Applied Physics*, 39(10):2024–2029, 2006.



- [48] T. M. Hermann, W. C. Black, and S. Hui. Magnetically coupled linear isolator. *IEEE Transactions on Magnetics*, 33(5):4029–4031, 1997.
- [49] M. Blagojevic, M. Kayal, M. Gervais, and D. De Venuto. SOI Hall-Sensor front end for energy measurement. *IEEE Sensors Journal*, pages 1016–1021, 2006.
- [50] M. Vopalensky, A. Platil, and P. Kaspar. Wattmeter with AMR sensor. *Sensors and Actuators A-Physical*, 123(24):303–307, 2005.
- [51] D. Ramírez Muñoz, J. Sánchez Moreno, S. Casans Berga, and A.E. Navarro Antón. Active power analog front-end based on a Wheatstone-type magnetoresistive sensor. *Sensors and Actuators A: Physical*, 169(1):83 – 88, 2011.
- [52] S Kaliyugavaradan. A simple resistance-to-time converter for signal conditioning of resistive transducers. *Measurement Science and Technology*, 11(5):N73, 2000.
- [53] V Ferrari, C Ghidini, D Marioli, and A Taroni. A conditioning circuit for resistive sensors combining frequency and duty-cycle modulation of the same output signal. *Measurement Science and Technology*, 8(7):827–829, 1997.
- [54] F. Rothan, C. Condemine, B. Delaet, O. Redon, and A. Giraud. A low power 16-channel fully integrated GMR-based current sensor. In *Proceedings of the ESSCIRC'12*, pages 245 –248, 2012.
- [55] *Institut de Microelectrònica de Barcelona*, Centro Nacional de Microelectrónica (CNM-IB). Web: <http://www.imb-cnm.csic.es>. Consultada el 22 de enero de 2013.
- [56] M. Villarroya, E. Figueras, J. Montserrat, J. Verd, J. Teva, G. Abadal, F. Perez-Murano, J. Esteve, and N. Barniol. A platform for monolithic CMOS-MEMS integration on SOI wafers. *J. Micromech. Microeng.*, 16:2203–2210, 2006.
- [57] *EUROPRACTICE IC Service*. Web: <http://www.europactice-ic.com>. Consultada el 30 de enero de 2013.
- [58] Richard C. Jaeger. *Introduction to Microelectronic Fabrication*. Modular series on solid state devices. Addison-Wesley, 1988.
- [59] V. Gehanno, P. P. Freitas, A. Veloso, J. Ferreira, B. Almeida, J. B. Sousa, A. Kling, J. C. Soares, and M. F. da Silva. Ion beam deposition of Mn-Ir spin valves. *IEEE Transactions on Magnetics*, 35(5):4361–4367, 1999.
- [60] Z. G. Zhang, P. P. Freitas, A. R. Ramos, N. P. Barradas, and J. C. Soares. Resistance decrease in spin tunnel junctions by control of natural oxidation conditions. *Applied Physics Letters*, 79(14):2219–2221, 2001.