

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA



VNIVERSITAT
E VALÈNCIA

FABRICACIÓN, CARACTERIZACIÓN, MODELADO Y PROPUESTA DE APLICABILIDAD DE SENSORES MAGNETORRESISTIVOS DE EFECTO TÚNEL PARA MEDICIÓN DE POTENCIA Y SENSORES DE TEMPERATURA BASADOS EN RUTENIO

PROGRAMA DE DOCTORADO DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA

TESIS DOCTORAL

AUTOR:

Sergio Ivan Ravelo Arias

DIRECTOR:

Dr. Diego Ramírez Muñoz

Septiembre, 2015



VNIVERSITAT
E VALÈNCIA

ACTA DE CALIFICACIÓN DE TESIS DOCTORAL

Autor: Sergio Ivan Ravelo Arias.

Título: FABRICACIÓN, CARACTERIZACIÓN, MODELADO Y PROPUESTA DE APLICABILIDAD DE SENSORES MAGNETORRESISTIVOS EFECTO TÚNEL PARA MEDICIÓN DE POTENCIA Y SENSORES DE TEMPERATURA BASADOS EN RUTENIO.

Director: Diego Ramírez Muñoz.

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

Secretario

Presidente

Vocal

Fdo: D / D^a

Fdo: D / D^a

Fdo: D / D^a

Acuerda otorgarle la calificación de:

Valencia, de de 2015

Agradecimientos

Primeramente quisiera agradecer a mi familia por toda la paciencia y apoyo mostrados durante el desarrollo de la presente tesis, a mis padres Rocío Rosa Pilar Arias Hernández y Narciso Ravelo Huerta así como a mis hermanos Cesar Narciso Ravelo Arias y Rocío Fabiola Ravelo Arias.

Quiero agradecer especialmente al director de esta tesis Doctor Diego Ramírez Muñoz por toda su ayuda y apoyo durante la realización de esta tesis, así como por su apoyo personal en los momentos necesarios, por darme la oportunidad de realizar el presente trabajo y desarrollarme profesional como personalmente.

Deseo agradecer a todas las personas que han dado su apoyo para la realización del presente trabajo, como son el personal del Hospital la Fe, el personal del INESC-MN: Pablo y Susana quienes ayudaron con el diseño y fabricación de los sensores magnetorresistivos de la presente tesis, a los miembros del grupo LEII por su apoyo y convivencia.

Asimismo quiero agradecer al doctor Pablo Escandell Montero por su ayuda en la revisión del servidor, así como su amistad durante todo este periodo de estadía, igualmente quisiera agradecer al doctor Jaime Sánchez Moreno y a Gessami Montalban, Xavier Navarro, David Calvo, Kevin Troulé, Jorge Montez, Jorge Celestino, Victor Terol, Nicolas De-Brye, Marcos Furio, Ramón y demás amigos que han apoyado durante estos últimos años.

Agradecimientos

Finalmente quisiera agradecer a todas las instituciones por el soporte financiero sin el cual este trabajo no podría haberse realizado:

La Beca con referencia 217152-312630 para realización de Tesis Doctorales en el extranjero del Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología-CONACYT, México,

Los proyectos Spinwatt-Valoritza i Transfereix, VLC-Campus (Universitat de Valencia), Prometeo/2012/044 (Generalitat Valenciana), y AYA2012-37444-C02-01 (Ministerio de Economía y Competitividad).

Resumen

Se puede resumir el trabajo realizado en esta tesis de la manera siguiente:

En el capítulo 1 se describen los fundamentos teóricos a utilizar para los análisis y estudios a realizar más adelante, así como una breve explicación del estado de la técnica que es el estado actual de la tecnología al momento de redacción de la tesis. La introducción se divide en la tecnología magnetorresistiva, definiendo qué es y los efectos magnetorresistivos que existen así como su aplicación aeroespacial y modelización fraccional. A continuación se presenta el procesamiento digital de datos y las redes de sensores tratando un poco sobre los protocolos de comunicación formatos y aplicación de la transformada digital de Fourier.

En el capítulo 2 se aborda la microfabricación de los sensores realizada en las instalaciones del INESC-MN. Se divide en dos grandes apartados que son la fabricación del sensor magnetorresistivo y la fabricación del sensor termorresistivo de rutenio, englobando los pasos de fabricación de ambos sensores a la definición, pasivación, apertura, protección y troceado de pistas y contactos. Ahí se explica la deposición de las capas nanométricas que componen cada una de las etapas de fabricación de los sensores a utilizar en posteriores estudios y parametrizaciones.

En el capítulo 3 se realiza un estudio que muestra el equipamiento necesario para obtener las características físicas de los elementos magnetorresistivos que conforman el sensor de corriente tanto a nivel individual como en arreglos serie de 360 elementos. Esto permite analizar el cambio resistivo y el cambio en % MR que describen el desempeño para un barrido de campo magnético que nos ayuda a obtener las gráficas de comportamiento y una idea de la linealidad de la respuesta, sensibilidad y demás características físicas de los sensores nanofabricados.

En el capítulo 4 se presenta una propuesta para medición no invasiva de las resistencias de un puente de Wheatstone resistivo. Esta propuesta puede ser aplicada en la medición de puentes resistivos integrados como los puentes magnetorresistivos usados en el presente trabajo de tesis. Se han realizado comparaciones con los valores obtenidos por cálculos numéricos y mediciones indirectas. Con esta técnica no hay necesidad de separar las conexiones físicas existentes entre los elementos del puente presentando tres diferentes soluciones electrónicas. La primera basada en una unidad de alimentación y medida, la segunda usando componentes electrónicos discretos y la tercera mediante el uso de relés para mediciones automatizadas. Estos tres métodos pueden ser usados para determinar el factor de rechazo a modo común (CMRR) asociado al puente o en procesos de control de calidad de sensores resistivos en configuración puente de Wheatstone.

En el capítulo 5 se obtiene las características estáticas (DC) y térmicas fundamentales de los sensores de corriente y las termorresistencias de R_u . Para ello se desarrolla instrumentación teniendo especial relevancia el uso de la cámara climática disponible en el Departamento, la cual ha permitido realizar barridos en temperaturas repetibles y controladas.

En el capítulo 6 se realiza una caracterización dinámica y modelización fraccional de sensores magnetorresistivos de corriente, abarcando diferentes sensores y efectos magnetorresistivos tales como anisotrópico AMR, gigante GMR, válvula de espín (GMR-SV) y de efecto túnel (TMR). Para ello se ha diseñado un dispositivo experimental que permite obtener en frecuencia la función de transferencia del sensor $Z_t(jf)$ (transimpedancia), entendida como el cociente $Z_t(jf)=V_{o,sensor}(jf)/I(jf)$ siendo $V_{o,sensor}(jf)$ la tensión de salida del sensor (puente de Wheatstone) e $I(jf)$ la corriente eléctrica que mide. Con los datos experimentales se propone un modelo de transimpedancia para cada sensor utilizando el cálculo fraccional.

En el capítulo 7 se muestra el estudio y evolución del comportamiento frente a radiación de los sensores de corriente magnetorresistivos TMR. Este estudio no estaba previsto inicialmente en las investigaciones a realizar pero al coincidir con un proyecto en el campo de convertidores conmutados de potencia para aplicaciones aeroespaciales se ha podido realizar. Este trabajo se realizó ya que no se halló estado de la técnica con trabajos previos relacionados con TMR en radiación por lo cual se decidió incluir dicho estudio en el presente trabajo de tesis. El test realizado fue del tipo TID (total ionizing doze) siguiendo en la medida de las posibilidades la norma de la agencia espacial europea desarrollada en la especificación ESCC No 22900.

En el capítulo 8 se realiza una propuesta de aplicabilidad para crear una red de vatímetros magnetorresistivos inteligentes. En él se explicó el fundamento matemático de la medida a realizar, el diseño de un sistema inteligente de acondicionamiento y el diseño del sistema de adquisición así como los cálculos necesarios para determinar frecuencia de muestreo y demás características del sistema propuesto. Asimismo se diseña e implementa una red de sensores y la

Resumen

forma de crear un servidor web que actúe como punto de acceso a la red de nodos maestro y esclavos que medirán los parámetros de la potencia que se proponen medir en el fundamento de medida.

Finalmente en el capítulo 9 se tienen las conclusiones generales, propuestas de trabajo futuro y la lista de publicaciones derivadas del presente trabajo de tesis.

Abstract

This thesis work can be resumed in the next way:

Chapter 1 presents the theoretical foundations to use in the next chapters, as well as a brief explanation of the state-of-the-art of them. The introduction shows the magnetoresistive technology, its definition and their existing effects. Additionally their aerospace application and fractional modelling, in other side the digital processing of the data and sensor networks talking about the communication protocol formats and the applications of the digital Fourier transform.

In chapter 2 the microfabrication of the sensors realized in the INESC-MN installations is approached. It is divided in two main goals: the magnetoresistive and the ruthenium termoresistive sensor fabrication. There are explained the fabrication steps of both sensors and the deposition of the nanometric layers.

In chapter 3 is realized a study that shows the required equipment to obtain the physical characteristics of the magnetoresistive elements and the series array of 360 elements is realized. This allows to obtain the sensors behaviour by measuring the resistive change and the %MR change. Through these results the response

linearity, sensitivity and all other physical characteristics of the nanofabricated sensors can be calculated.

In chapter 4 a proposal for the non-invasive measurement of the resistances of a resistive Wheatstone bridge is described. This method is useful when measuring the resistances of the microfabricated magnetoresistive bridges used in the present thesis.

Chapter 5 describes the static (DC) and thermal characterization of the sensors. Both current and thermoresistives. For that reason instrumentation is developed having special relevance the use of the climatic chamber allowed in the Department. This will bring repeatable and controlled temperature sweeps.

In chapter 6 a dynamic characterisation and fractional modelling of the magnetoresistive current sensors is described. The study covers different magnetoresistive sensors and effects: anisotropic (AMR), giant (GMR), spin valve (GMR-SV) and tunnelling effect (TMR). For that an experimental setup has been designed which allow obtain in frequency the transfer function of the sensor $Z_t(jf)$ (transimpedance). With the experimental data a model of transimpedance for each sensor using fractional calculation is proposed.

Chapter 7 shows an experimental study to know the behaviour of tunnel magnetoresistive effect-based current sensors in response to irradiation. In particular the sensitivity, hysteresis, output offset voltage and input resistance are discussed when the sensors are submitted to a total irradiation dose of 43 krad with 36krad/h dose rate. The same electrical parameters were studied subsequently once the irradiated sensors were submitted to an 80°C annealing

process. To carry out the study, the protocol described in the ESA ESCC basic specification no 22900 was followed in its main procedures. The studied TMR sensors will be applied in a switched-mode power converter for space application.

Chapter 8 describes the design and implementation of a magnetoresistive wattmeters smart sensor network. The chapter explains the mathematical fundamentals of the measure method. It shows the necessary calculations to determinate the sampling frequency and other characteristics of the proposed system.

Finally chapter 9 is dedicated to show the general conclusions, future work proposals and the list of publications derived from the present thesis work.

Índice

	Página
1.- Introducción. Estado de la técnica.	1
1.1.- La magnetorresistencia: fundamento de medida.	1
1.2.- Efectos magnetorresistivos.	4
1.3.- Los sensores de corriente magnetorresistivos en el ámbito aeroespacial.	13
1.4.- Termometría basada en Ru.	15
1.5.- Sistemas con representación fraccional.	15
1.6.- El procesamiento digital en las redes de sensores.	22
1.6.1.- El formato de representación de datos IEEE 754.	22
1.6.2.- El procesamiento digital.	25
1.6.3.- Redes de sensores y protocolo TCP-IP de Microchip.	27
1.6.4.- Comunicación Wi-Fi.	35
1.7.- Referencias bibliográficas.	42
2.- Fabricación de los sensores.	51
2.1.- Sensor de corriente magnetorresistivo.	51
2.2.- Sensor termorresistivo de Rutenio.	55
2.3.- Referencias bibliográficas.	58
3.- Caracterización física.	59
3.1.- Dispositivo experimental y método.	59
3.2.- Resultados Experimentales.	61
3.3.- Referencias bibliográficas.	63
4.- Propuesta de un método para la medida no invasiva de las resistencias de un puente de Wheatstone resistivo.	65
4.1.- Planteamiento del problema.	66
4.2.- Método de medida y soluciones propuestas.	67
4.3.- Metodología y resultados experimentales.	70
4.4.- Discusión.	72
4.5.- Referencias bibliográficas.	73

5.- Caracterización estática y térmica de sensores magnetorresistivos de corriente y de termorresistencias de Ru.	75
5.1.- Diseño del sistema de instrumentación.	75
5.2.- Metodología experimental.	80
5.3.- Resultados experimentales.	81
5.4.- Discusión.	89
5.5.- Referencias bibliográficas.	91
6.- Caracterización dinámica y modelización fraccional de sensores magnetorresistivos de corriente.	93
6.1.- Dispositivo experimental y metodología.	94
6.2.- Resultados experimentales, modelización y discusión.	101
6.3.- Comportamiento frente a polarización AC.	106
6.4.- Referencias bibliográficas.	109
7.- Estudio y evaluación del comportamiento frente a radiación de sensores de corriente magnetorresistivos TMR.	111
7.1.- Procedimiento experimental y secuencia de test.	112
7.2.- Resultados experimentales y discusión.	120
7.3.- Referencias bibliográficas.	129
8.- Propuesta de aplicabilidad: red de vatímetros magnetorresistivos inteligentes.	131
8.1.- Fundamento de la medida de la potencia.	135
8.2.- Diseño del sistema de acondicionamiento.	138
8.3.- Diseño del sistema de adquisición.	140
8.4.- Diseño de la red de sensores: arquitectura digital en nodos maestro y esclavo.	157
8.5.- Sistema de creación y estructura de archivos.	161
8.6.- Software diseñado.	163
8.7.- Resultados experimentales en las medidas de los nodos de la red.	169
8.8.- Referencias bibliográficas.	184
9.- Conclusiones propuestas de trabajo futuras y publicaciones relacionadas con la tesis.	187
9.1.- Conclusiones.	187
9.2.- Propuestas de trabajo futuro.	188
9.3.- Publicaciones relacionadas con la tesis.	189

Índice de tablas y figuras

	Página
Capítulo 1.	1
Fig. 1.1.- Ley de Biot-Savart.	2
Fig. 1.2.- Configuración de conexión en puente de Wheatstone de los elementos magnetorresistivos.	3
Fig. 1.3.- Distribución ideal de campo magnético para dos conductores de longitud infinita con corriente opuesta.	4
Fig. 1.4.- Trayectoria de la corriente con campo magnético y sin campo magnético para materiales magnetorresistivos ordinarios.	5
Fig. 1.5.- Esquema del efecto AMR: (a) M es perpendicular a i, (b) es paralelo a i.	6
Fig. 1.6.- Característica R-H _f en una estructura básica AMR y en una barber-pole AMR.	7
Fig. 1.7.- Respuesta magnetorresistiva para nano cables de Cobalto y Níquel.	7
Fig. 1.8.- Dispersión sufrida por electrones con espín y circuito equivalente de Mott.	9
Fig. 1.9.- Arriba: principio GMR; abajo: característica R-H _f en una estructura GMR.	9
Fig. 1.10.- Característica R-H _f en una estructura GMR-SV (MR=7%).	10
Fig. 1.11.- Característica en una estructura TMR (MR=177 %).	11
Fig. 1.12.- Diferencias entre barreras coherentes e incoherentes.	12
Fig. 1.13.- Cambio de TMR% respecto al voltaje de polarización para sensor MTJ de 4 x 20 μm ² con barrera de MgO ~10 Å.	13
Fig. 1.14.- Representación en el dominio del tiempo de un sistema fraccional.	18
Fig. 1.15.- Formato fraccional Q15 de microcontroladores de 16 bits.	22
Fig. 1.16.- Formato Q15.16 para manejo de datos fraccionales.	23
Fig. 1.17.- Formato IEEE754 de precisión simple.	23

Tabla I.- Ejemplos de números en formato IEEE 754 con precisión simple.	24
Tabla II.- Diferencia entre formato IEEE 754 simple y doble.	24
Fig. 1.18.- Algoritmo DFT de decimación en tiempo.	26
Fig. 1.19.- Periodicidad y simetría de los elementos W de la transformada digital de Fourier (Twiddle factors).	26
Fig. 1.20.- Algoritmo DFT de decimación en frecuencia.	27
Tabla III.- Comparación de módulos regulares XBEE serie 1 y serie 2.	29
Fig. 1.21.- Módulo regular y pro de la familia XBEE serie 2.	30
Fig. 1.22.- Diferentes tipos de antena para módulos XBEE.	31
Fig. 1.23.- Distintos tipos de soportes comerciales para la comunicación con los módulos XBEE.	32
Fig. 1.24.- Diferentes entornos de configuración XCTU para los módulos XBEE.	32
Fig. 1.25.- Conexiones mínimas para establecer comunicación entre nodos XBEE, ejemplo con comunicación punto a punto arriba y abajo los pines serie de cada módulo.	33
Fig. 1.26.- Topologías Zigbee.	34
Fig. 1.27.- Estructura de los comandos AT.	34
Fig. 1.28.- Estructura genérica de comandos API.	34
Fig. 1.29.- Patrón de radiación simulado del módulo MRF24WG0MA/B.	36
Fig. 1.30.- Interfaz MRF24WG0MA/B a microcontrolador.	36
Fig. 1.31.- Comparación del modelo TCP/IP de Microchip al modelo TCP/IP referencia.	37
Fig. 1.32.- Diferentes tipos de configuración del módulo MRF24WG0MA/B.	38
Fig. 1.33.- Asistente de configuración gráfico de archivos para comunicaciones con protocolo TCP/IP de Microchip.	39
Fig. 1.34.- Herramienta de compresión de archivos web en formato MPFS.	40
Fig. 1.35.- Carga de páginas compiladas en formato bin para memorias externas.	40
Fig. 1.36.- Manejo de datos y compresión para servidores HTTP2.	41
Capítulo 2.	51
Fig. 2.1.- Substrato preparado.	52
Fig. 2.2.- Estructura multicapa de un elemento magnetorresistivo.	52
Fig. 2.3.- Deposición de la capa TMR-SV.	53
Fig. 2.4.- Capa de pasivación.	53
Fig. 2.5.- Transferencia de los elementos TMR-SV.	53
Fig. 2.6.- Definición de los elementos TMR-SV.	54

Fig. 2.7.- Elementos TMR-SV sin material fotorresistivo.	54
Fig. 2.8.- Sensor de corriente TMR: a) Topología en puente de Wheatstone, b) Elemento TMR (360 elementos MTJ en serie), c) Elemento MTJ, d) Sensor TMR en PCB para medida de corriente.	55
Fig. 2.9.- Deposición de material fotorresistivo para el sensor termorresistivo de Rutenio.	55
Fig. 2.10.- Deposición de la capa de Rutenio.	56
Fig. 2.11.- Sensor termorresistivo de Rutenio.	56
Fig. 2.12.- Metalizado y conexiones.	57
Fig. 2.13.- Dimensiones físicas y fotografía de la termorresistencia de Ru.	57
Capítulo 3.	59
Fig. 3.1.- Fotografía del banco de pruebas de campo magnético variable del INESC-MN.	60
Fig. 3.2.- Sensor de corriente TMR en puente de Wheatstone y dependencia con el campo magnético.	61
Fig. 3.3.- Curva de variaciones de resistencia respecto al campo magnético aplicado para dos elementos TMR.	61
Fig. 3.4.- Cambio de %MR de dos elementos frente a cambios de campo magnético.	62
Fig. 3.5.- Curva de variaciones de resistencia para dos grupos de 360 elementos conectados en serie respecto al campo magnético aplicado.	62
Fig. 3.6.- Cambio de %MR en dos grupos de 360 elementos conectados en serie frente a cambios de campo magnético.	63
Capítulo 4.	65
Fig. 4.1.- Error sistemático producido mediante uso de un óhmetro en la medida de R2.	66
Fig. 4.2.- Técnica de medida propuesta utilizando una unidad de alimentación y medida (SMU).	67
Fig. 4.3.- Propuesta del método mediante SMU 2400 de Keithley.	68
Fig. 4.4.- Técnica de medida propuesta mediante una fuente de corriente diseñada y un voltímetro digital.	68
Fig. 4.5.- Esquema de conexión propuesto con SMU y conexión por medio de relés para la medición de los elementos del puente de Wheatstone resistivo.	69
Tabla I.- Estado de las señales de control para la medida de los elementos resistivos.	70

Tabla II.- Resultados experimentales en un puente de Wheatstone resistivo con elementos de baja resistencia de elementos separables (tolerancia 1%).	71
Tabla III.- Resultados experimentales en un puente de Wheatstone resistivo con elementos de alta resistencia de elementos separables.	71
Tabla IV.- Resultados experimentales en un puente de Wheatstone resistivo GMR (magnetorresistencia gigante) sensor de corriente.	72
Tabla V.- Resultados experimentales en un puente de Wheatstone resistivo TMR (efecto túnel) como sensor de corriente.	72
Capítulo 5.	75
Fig. 5.1.- Vista frontal de la cámara climática mod. Angelantoni CH600.	76
Fig. 5.2.- Fuente de corriente diseñada para polarizar los sensores magnetorresistivos y de Ru.	76
Fig. 5.3.- PCB diseñada con las fuentes de corriente para polarización de los sensores.	77
Fig. 5.4.- Multiplexor de 20 canales 34901A.	77
Fig. 5.5.- Sistema de instrumentación diseñado para el estudio en temperatura de los sensores magnetorresistivos y de Ru.	77
Fig. 5.6.- Panel frontal del instrumento virtual para análisis térmico de sensores magnetorresistivos y de Ru.	78
Fig. 5.7.- Diagrama de bloques del instrumento virtual para análisis térmico de sensores magnetorresistivos y de Ru.	79
Fig. 5.8.- Señales eléctricas medidas en los sensores durante su caracterización térmica.	80
Tabla I.- Canales utilizados en la medida de las señales de los sensores, V_{bridge} , $V_{o,sensor}$ y V_{Ru} .	80
Fig. 5.9.- Dispositivo experimental hardware-software diseñado para la caracterización térmica de los sensores.	81
Fig. 5.10.- Respuesta del sensor magnetorresistivo TMR31 a 0 °C.	81
Fig. 5.11.- Respuestas de los sensores magnetorresistivos TMR31, TMR30, TMR29 y TMR28 a 0 °C.	82
Fig. 5.12.- Respuestas de los sensores magnetorresistivos TMR31, TMR30, TMR29 y TMR28 para las temperaturas diseñadas en el experimento.	82
Fig. 5.13.- Voltaje de polarización para el sensor TMR31 a diferentes temperaturas.	83
Fig. 5.14.- Regresiones lineales y derivas térmicas de la sensibilidad $\Delta S/\Delta t^a$ en las magnetorresistencias estudiadas.	84
Fig. 5.15.- Regresiones lineales y derivas térmicas de la tensión de offset V_{off} , en las magnetorresistencias estudiadas.	84

Fig. 5.16.- Regresiones lineales y derivas térmicas de la resistencia de entrada del sensor, $R_{inp,b}$ en las magnetorresistencias estudiadas.	85
Fig. 5.17.- Comportamiento de conjunto de la deriva térmica de la sensibilidad $\Delta S/\Delta t^a$ en las magnetorresistencias estudiadas.	85
Fig. 5.18.- Comportamiento de conjunto de la deriva térmica de la tensión de offset V_{off} , en las magnetorresistencias estudiadas.	86
Fig. 5.19.- Comportamiento de conjunto de la deriva térmica de la resistencia de entrada del sensor, $R_{inp,b}$ en las magnetorresistencias estudiadas.	86
Tabla II.- Sensibilidad, tensión de offset y sus derivas térmicas en las magnetorresistencias analizadas.	87
Tabla III.- Resistencia del puente y su deriva térmica en las magnetorresistencias analizadas.	87
Fig. 5.20.- Respuesta de las termorresistencias de Ru.	88
Tabla IV.- Coeficientes térmicos obtenidos de las termorresistencias de Ru.	88
Fig. 5. 21.- Diseño propuesto como conductor de cobre para la circulación de la corriente a sensar.	89
Fig. 5. 22.- Pruebas de diferentes pistas de corriente en forma de U de cobre con cámara térmica y con simulación numérica.	89
Capítulo 6.	93
Fig. 6.1.- Aspecto real de los sensores caracterizados. (a) sensor AMR (ZMC20), (b) sensor GMR (AA003-02), (c) sensor GMR-SV (INESC-MN, Lisboa, Portugal), (d) sensor TMR-sin imanes (INL, Braga, Portugal) y (e) sensor TMR-con imanes (INL).	94
Fig. 6.2.- Dispositivo experimental diseñado para la obtención de la respuesta en frecuencia de la transimpedancia en los sensores objeto de estudio.	95
Fig. 6.3.- Aspecto real y disposición de los núcleos de ferrita en el interior del transformador de alta frecuencia utilizado.	96
Fig. 6.4.- Caracterización amplitud RMS-frecuencia en el transformador.	97
Fig. 6.5.- Tensión de salida (CH2) del sensor TMR-sin imanes vs. corriente de sensado (CH1), $I_{RMS} = 1.54$ A, $f = 200$ kHz.	98
Fig. 6.6.- Panel frontal del Instrumento virtual para la caracterización en AC.	99
Fig. 6.7.- Inicialización de instrumentos virtuales y control del análisis de baja frecuencia.	100
Fig. 6.8.-Segmento de instrumentación virtual encargado del paso del test de baja al de alta frecuencia.	100

Fig. 6.9.- Respuesta AC y modelización fraccional del sensor AMR sensor.	101
Fig. 6.10.- Modelización fraccional del sensor GMR.	102
Tabla I.- Parámetros de la modelización fraccional del sensor GMR.	102
Fig. 6.11.- Modelización fraccional del sensor GMR-SV.	103
Tabla II.-Parámetros de la modelización fraccional del sensor GMR-SV.	103
Fig. 6.12.- Modelización fraccional del sensor TMR-sin magnetización interna.	103
Tabla III.- Parámetros de la modelización fraccional del sensor TMR-sin magnetización interna.	104
Fig. 6.13.- Modelización fraccional del sensor TMR-con magnetización interna.	104
Tabla IV.- Parámetros de la modelización fraccional del sensor TMR-con magnetización interna.	104
Fig. 6.14.- Variación de la respuesta en frecuencia del sensor TMR-sin imanes con la corriente de polarización I_{cc} .	106
Fig. 6.15.- Montaje y conexionado propuesto para la medición de efectos de polarización de corriente alterna.	107
Fig. 6.16.- Sistema de adquisición de señales de sensores magnetorresistivos con salida diferencial y envío de datos al computador.	107
Fig. 6.17.- Señales de respuesta de un sensor magnetoresistivo TMR sin imanes con $10 A_{RMS}$ de corriente por la pista de corriente y $2.5mA_{RMS}$ de corriente de polarización.	108
Capítulo 7.	111
Fig. 7.1.- Transductor completo basado en sensor de corriente TMR.	112
Fig. 7.2.- Perfil de dosis suministrada por la fuente de irradiación utilizada.	113
Fig. 7.3.- Fuente de radiación de rayos X empleada.	113
Fig. 7.4.- Distribución de los cables y conexiones de los equipos de generación de señales y de medida en el interior del recinto de exposición.	114
Fig. 7.5.- Sistema de instrumentación diseñado para el test de mediciones in-situ.	115
Fig. 7.6.- Fuente de corriente diseñada para alimentar cada sensor TMR.	116
Fig. 7.7.- Panel frontal de la instrumentación para realización de medidas automatizadas.	117
Fig. 7.8.- Diagrama de bloques de la instrumentación para realización de medidas automatizadas.	118

Fig. 7.9.- Sensor TMR con conexiones expuestas.	119
Tabla I.- Propiedades eléctricas iniciales de los sensores antes de la irradiación.	120
Fig. 7.10.- Tensión de salida del grupo de sensores TMR antes de irradiación (se incluye el sensor de referencia TMR19).	121
Fig. 7.11.- Comportamiento de la sensibilidad de los sensores TMR vs. dosis de irradiación.	122
Fig. 7.12.- Comportamiento de la resistencia de entrada del puente de sensores TMR vs. dosis de irradiación.	122
Fig. 7.13.- Comportamiento de la tensión de offset de los sensores TMR vs. dosis de irradiación.	123
Fig. 7.14.- Comportamiento de la histéresis de los sensores TMR vs. dosis de irradiación. El interior de la figura muestra un detalle de la gráfica.	123
Fig. 7.15.- Evolución de la sensibilidad de los sensores TMR antes y después de un proceso de 168 h de recocido a 80°C.	124
Fig. 7.16.- Evolución de la resistencia de entrada del puente TMR antes y después de un proceso de 168 h de recocido a 80°C.	125
Fig. 7.17.- Evolución de la tensión de offset antes y después de un proceso de 168 h de recocido a 80°C.	125
Fig. 7.18 Evolución de la tensión de la histéresis antes y después de un proceso de 168 h de recocido a 80°C.	126
Fig. 7.19.- Desviación porcentual del voltaje de salida de los sensores TMR22, 21 y 20 después de radiación comparado con la referencia TMR19 a las 24h, 168 h de radiación y 168 h posteriores de recocido a 80°C.	127
Fig. 7.20.-Desviación porcentual de la resistencia de entrada en los sensores TMR22, 21 y 20 después de radiación comparado con la referencia TMR19 a las 24, 168 h de radiación y 168 h posteriores de recocido a 80°C.	127
Capítulo 8.	131
Tabla I.- Comparación de las diferentes tecnologías para la medición de la corriente eléctrica.	133
Fig. 8.1.- Propuesta de conexión de sensor magnetorresistivo conectado en configuración puente de Wheatstone para medición de potencia.	135
Fig. 8.2.- Diagrama general de acondicionamiento de señales.	139
Fig. 8.3.- Sistema de adquisición para medición de señales de los sensores magnetorresistivos para medición de fase entre voltaje y corriente.	140

Fig. 8.4.- Señal de potencia adquirida para una línea de 110 V _{RMS} , 60 Hz, 10 A _{RMS} procedente de un sensor TMR de acuerdo al dispositivo de la Fig. 8.3.	141
Fig. 8.5.- Espectro de la señal sub muestreada a 1920 Hz de la señal de demostración de 60 Hz para procesamiento por transformada de Fourier con ventaneo Hamming.	142
Fig. 8.6.- Espectro de la señal sub muestreada a 1600 Hz de la señal de demostración de 60 Hz para procesamiento por transformada de Fourier con ventaneo Hamming.	143
Fig. 8.7.- Espectros de las señales sub muestreadas a 1920 Hz de la señal de demostración a 60 Hz para procesamiento por transformada de Fourier sin ventaneo.	145
Fig. 8.8.- Espectros de las señales sub muestreadas a 1600 Hz de la señal de demostración a 60 Hz para procesamiento por transformada de Fourier sin ventaneo.	146
Fig. 8.9.- Técnica de decimación en tiempo para 8 bits de entrada.	148
Fig. 8.10.- Técnica de decimación en frecuencia para 8 bits de entrada.	149
Fig. 8.11.- a) Señal de prueba a procesar, b) Transformada de Fourier usando 32 bits en coma flotante en el microcontrolador.	150
Tabla II.- Comparación de valores de salida de la transformada de Fourier entre Matlab y un microcontrolador dsPIC 30f6014A con transformación por decimación en tiempo flotante.	150
Fig. 8.12.- Distribución de memoria de consumo del algoritmo DFT en decimación por tiempo con valores flotantes.	151
Fig. 8.13.- Distribución de memoria del programa final optimizado para análisis de los parámetros de la medición de potencia en dspic30f6014A.	151
Fig. 8.14.- Medición de señales de corriente y voltaje simuladas con diferencia de fase controlada.	153
Fig. 8.15.- Mediciones comparativas de la corriente recuperada de un sensor TMR y procesada con transformación digital de Fourier.	153
Fig. 8.16.- Mediciones de diferencia de fase entre voltaje y corriente.	154
Fig. 8.17.- Regresión lineal para dos sensores TMR magnetorresistivos en configuración puente de Wheastone para ajuste de factor de potencia.	155
Fig. 8.18.- Comparación de las medidas de corriente tras la corrección.	156
Fig. 8.19.- Comparación de las medidas de ángulo de fase entre voltaje y corriente tras corrección por regresión lineal.	156
Fig. 8.20.- Módulo XBEE serie 2 de Digi.	157
Fig. 8.21.- Esquema general de la comunicación XBEE.	158

Tabla III.- Comandos a usar para la comunicación y solicitud de datos de los diferentes nodos.	159
Fig. 8.22.- Estructura de los módulos maestro y esclavo.	160
Fig. 8.23.- Módulo de comunicaciones inalámbricas MRF24WG0MA/B de Microchip.	160
Fig. 8.24.- Interfaz de compilación de programas de Microchip.	162
Fig. 8.25.- Estructura de los archivos a compilar.	163
Fig. 8.26.- Página Web principal diseñada para mostrar los resultados de las mediciones.	164
Fig. 8.27.- Identificación de la red y conexión.	165
Fig. 8.28.- Carga de página directamente en el micro controlador sin uso de programas.	166
Fig. 8.29.- Verificación de la toma de datos del coordinador.	166
Fig. 8.30.- Sistema funcionando iniciando el servidor antes de recibir medidas.	167
Fig. 8.31.- Medidas de la página principal para medidas de línea.	168
Fig. 8.32.- Medidas de potencias almacenadas en buffer, para nodo coordinador.	168
Fig. 8.33.- Página de presentación de comparación de potencias real y aparente.	169
Fig. 8.34.- Comparaciones de mediciones de corriente de los sensores de la red. Gráficas de corriente ideal (eje x [A]) contra corriente real (eje y [A]).	170
Fig. 8.35.- Desviación porcentual de los promedios de las mediciones de las corrientes. Porcentaje de error relativo (eje x [%]) contra incidencias promedio por corriente (eje y).	171
Fig. 8.36.- Comparaciones de mediciones de factor de potencia de los sensores de la red. Factor de potencia ideal (eje x) contra factor de potencia real (eje y).	172
Fig. 8.37.- Histogramas de los errores de los promedios de las mediciones de los factores de potencia. Porcentaje de error relativo (eje x [%]) contra incidencias promedio de mediciones de factor de potencia (eje y).	173
Fig. 8.38.- Comparaciones de mediciones de voltaje de los sensores de la red. Mediciones en corriente por la pista (eje x [A]) contra voltaje de la red (eje y [V_{RMS}]).	174
Fig. 8.39.- Histogramas de los errores de los promedios de las mediciones de los voltajes. Porcentaje de error relativo (eje x [%]) contra incidencias promedio de las mediciones de error de voltaje (eje y).	175

Fig. 8.40.- Comparaciones de mediciones de potencia total de los sensores de la red. Potencia total ideal (eje x [V A]) contra potencia total medida (eje y [V A]).	176
Fig. 8.41.- Histogramas de los errores de los promedios de las mediciones de las potencias totales. Porcentaje de error relativo (eje x [%]) contra incidencias promedio de error de potencia total (eje y).	177
Fig. 8.42.- Comparaciones de mediciones de potencia activa de los sensores de la red. Potencia activa ideal (eje x [V A]) contra potencia activa medida (eje y [V A]).	178
Fig. 8.43.- Histogramas de los errores de los promedios de las mediciones de las potencias activas. Porcentaje de error relativo (eje x [%]) contra incidencias promedio de error de potencia activa (eje y):	179
Fig. 8.44.- Comparaciones de mediciones de potencia reactiva de los sensores de la red. Potencia reactiva ideal (eje x [V A]) contra potencia reactiva medida (eje y [V A]).	180
Fig. 8.45.- Histogramas de los errores de los promedios de las mediciones de las potencias reactivas. Porcentaje de error relativo (eje x [%]) contra incidencias promedio de error de potencia reactiva (eje y).	181

Motivación y objetivos

En el grupo de investigación se tenía experiencia trabajando con tecnologías magnetorresistivas anisotrópicas (AMR), gigante (GMR) y válvula de espín (GMR-SV) tanto para medición de corriente como para medición de potencia activa. En el primer caso utilizando el puente de Wheatstone como sensor de corriente y en el segundo como multiplicador analógico. También se tenía experiencia adquirida en el modelado de la transimpedancia del sensor de corriente aproximando respuestas de primer y segundo orden.

Por todo ello se pensó que sería de gran interés utilizar la nueva tecnología de sensado magnetorresistiva basada en el efecto túnel (TMR) no solo para medir corriente sino para investigar en las posibilidades que ofrecía para el diseño de vatímetros inteligentes por lo que se planteó como objetivo fundamental de una futura tesis doctoral.

Asimismo se trabajaba en proyectos aeroespaciales para convertidores de potencia con lo cual se decidió investigar en cuál sería el comportamiento de los sensores TMR frente a radiación y su aplicación futura en la medida de corriente en dichos convertidores de potencia.

También se consideró de especial interés la realización de una parametrización más aproximada de la transimpedancia del sensor TMR con modelado de sistemas de orden fraccional. Ello se planteó derivado del conocimiento que se tenía de los resultados alcanzados en la bibliografía mediante este tipo de modelización en otros ámbitos de la ingeniería y de los sistemas electrónicos.

El objetivo fundamental se desglosó en distintos objetivos operativos:

1. En colaboración con el INESC-MN diseñar y fabricar sensores magnetorresistivos con tecnología TMR y termorresistencias de Ru.
2. Obtención del comportamiento del sensor TMR y de sus propiedades eléctricas mediante el diseño de distintos sistemas de instrumentación. En particular, para la caracterización en régimen estacionario (caracterización DC), en régimen dinámico (caracterización AC), caracterización térmica y caracterización de una termorresistencia de Ru.
3. Modelado del comportamiento del sensor.
4. Comportamiento del sensor TMR frente a radiación.
5. Investigación de la capacidad del sensor para medir los parámetros de potencia al ser usado como multiplicador analógico (procesamiento de la señal del sensor).
6. Implementación de los sensores para medir potencia en una red de sensores inteligente.

Capítulo 1

Introducción. Estado de la técnica.

El efecto magnetorresistivo es la propiedad que tienen algunos materiales de variar su resistencia eléctrica por la acción de un campo magnético [1].

Es de especial interés el desarrollo de dichos elementos pues tienen aplicaciones en las diferentes ramas como son sensores de posición lineal y angular, así como medición de velocidad rotacional [2], asimismo tienen aplicaciones en memorias y en cabezas lectoras de ordenador [3] así como análisis biológicos, entre otras aplicaciones.

El objetivo de este capítulo es presentar los antecedentes en los que se basan los posteriores considerados como aportación de esta Tesis. Se presentarán trabajos anteriores reportados y relacionados con el tópico desarrollado. En unos casos se tratará de referencias fundamentales y en otros se incluirán trabajos recientes como representantes del estado de la técnica relacionada con el contenido del capítulo.

1.1.- La magnetorresistencia: fundamento de medida.

La medida de corriente eléctrica mediante sensor magnetorresistivo se fundamenta en el efecto electromagnético, descrito por Oersted, en el cual un flujo de corriente eléctrica genera un campo magnético a su alrededor. Más adelante esto fue confirmado por la ley de Biot-Savart que expresa la intensidad de un campo magnético creado en un punto del espacio por una corriente eléctrica:

$$B = K_m \int \frac{j \times \hat{r}}{r^2} dV$$

(1. 1)

donde:

B es la densidad de flujo magnético,

$K_m = \frac{\mu_0}{4\pi}$, es la constante magnética,

dV , es la diferencial de volumen,

\hat{r} , es el vector unitario de la distancia, es decir $\frac{\vec{r}}{\|\vec{r}\|}$,

j , es la densidad de la corriente eléctrica.

En la **Fig. 1. 1** se puede ver cómo se puede calcular el campo magnético por la regla de la mano derecha en la cual con el pulgar se indica la dirección de la corriente y al cerrar los dedos se obtiene la dirección del flujo magnético en una sección diferencial de longitud $d\vec{l}$ de pista de corriente.

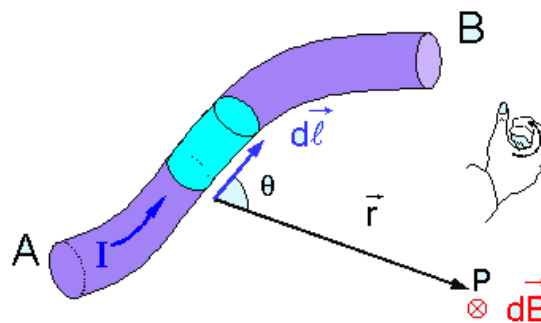


Fig. 1. 1.- Ley de Biot-Savart.

De aquí vemos que el campo magnético en un punto P a una distancia r puede ser calculado por la corriente o densidad de flujo de corriente en una trayectoria para un segmento de pista. Para el caso de la pista no circular dependerá de la geometría que se tenga.

Los sensores magnetorresistivos de corriente utilizados en esta Tesis están formados por cuatro magnetorresistencias conectadas en puente de Wheatstone, dos de ellas con cambios positivos y otros dos negativos respecto del sentido de avance de la corriente. Al usar esta técnica con campos opuestos se logra linealidad directa y máxima sensibilidad. La **Fig. 1. 2** muestra el sensor de corriente utilizado.

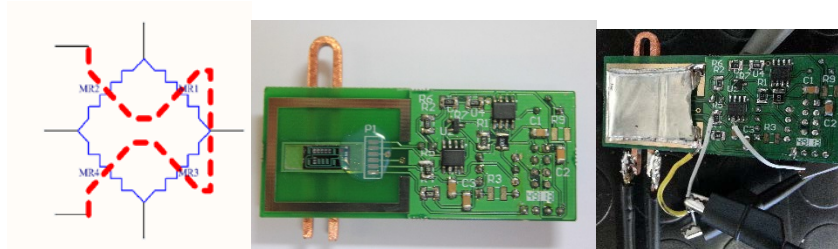


Fig. 1. 2.- Configuración de conexión en puente de Wheatstone de los elementos magnetorresistivos.

La corriente que mide el sensor circula por una pista de cobre en forma de U. El puente se construye de tal forma que las magnetorresistencias opuestas como MR2 y MR3 o MR1 y MR4 estén dispuestas sobre cada rama de la U. De esta manera se tiene una salida diferencial en la unión MR1 con MR3 y MR2 con MR4, con un campo parecido al de la **Fig. 1. 3** limitado por la guarda magnética frontal. Con ello se evitan posibles cruces de campo magnético como ocurriría para corrientes demasiado altas así como interferencias externas.

Para una distancia fija se tiene un sensor magnetorresistivo con una pista en forma de U de cobre, la U se ha propuesto cerca de los sensores y de una longitud mucho mayor a la distancia entre los conductores ya que como se ha visto la distribución del campo magnético se ve afectado por la geometría del elemento. Por ello para fines teóricos se ha intentado simular una distribución de campos para dos líneas paralelas de longitud infinita. En la parte izquierda se muestra para dos conductores ideales circulares, en la parte media el campo como se vería para un elemento rectangular y una muestra no exacta de cómo se distribuiría el campo en 3D.

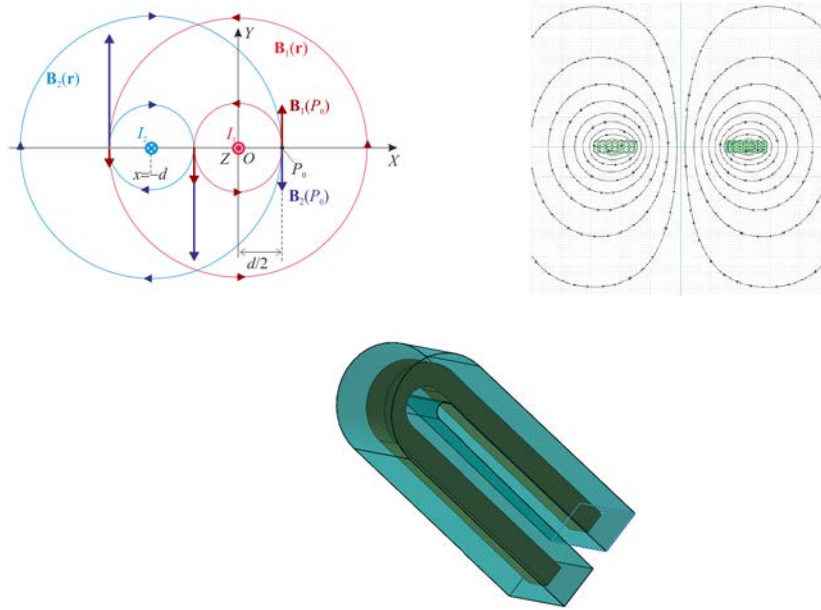


Fig. 1. 3.- Distribución ideal de campo magnético para dos conductores de longitud infinita con corriente opuesta.

1.2.- Efectos magnetorresistivos.

En las últimas dos décadas los sensores basados en el efecto magnetorresistivo han experimentado un gran interés desde el punto de vista técnico y científico. Incluso algunos autores utilizan el acrónimo XMR, [4], [5] , para referirse a todos los efectos en los que se basan las tecnologías utilizadas para la fabricación de sensores magnetorresistivos: la magnetorresistencia ordinaria (OMR), la magnetorresistencia anisotrópica (AMR), la magnetorresistencia gigante (GMR), la magnetorresistencia de efecto túnel (TMR) y la magnetorresistencia colossal (CMR).

Entre los diferentes tipos de efectos se encuentra el **efecto magnetorresistivo ordinario (OMR)** que es la magnetorresistencia típica que manifiestan los metales. En ellos, los electrones de conducción se ven sometidos a la componente magnética de la ley de Lorentz, perpendicular a su velocidad. Esto produce un alargamiento de su recorrido libre medio incrementando la

resistencia eléctrica del material. Esta magnetorresistencia es positiva y muy pequeña, típicamente inferior al 1%. En la **Fig. 1. 4** se muestra la trayectoria de la corriente sobre los metales con y sin campo magnético aplicado.

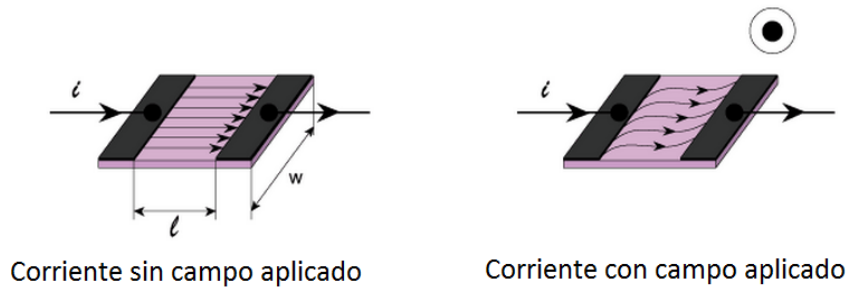


Fig. 1. 4.- Trayectoria de la corriente con campo magnético y sin campo magnético para materiales magnetorresistivos ordinarios [6].

La forma de calcular el porcentaje de cambio para las magnetorresistencias en general es por medio de la expresión

$$MR(H) = \frac{R(H) - R_0}{R(H)} \Rightarrow MR(\%) = \frac{R(H) - R_0}{R(H)} * 100\%$$

(1. 2)

donde R(H) y R₀ son la resistencia que ofrece el material en presencia y en ausencia de campo magnético respectivamente.

Como se puede ver en la **Fig. 1. 4** se mantiene la sección de área transversal y la característica resistividad del material pero la fuerza que crea el campo magnético externo modifica la longitud del recorrido de la corriente de polarización que genera un cambio en la resistencia percibida.

El **efecto anisotrópico** así como el efecto magnetorresistivo ordinario fueron observados por Lord Kelvin en hierro metálico. Este efecto estaba presente solamente en materiales paramagnéticos y siendo de mayor magnitud que el efecto magnetorresistivo ordinario. Tiene su origen en la variación de la sección eficaz de dispersión de los electrones de conducción relacionada con la interacción espín-órbita de los mismos [7].

La anisotropía es una propiedad de ciertos materiales consistente en la variación de una característica del material en función de la orientación relativa de un

agente externo respecto de un eje propio del material. Los metales ferromagnéticos de transición son los más adecuados para observar el efecto magnetorresistivo anisotrópico (AMR). La magnetorresistencia anisotrópica es la más sencilla en término de capas y tipos de material. Un sensor AMR en su forma básica comprende una capa de permalloy, aleación de Ni (81%) y Fe (19%) el cual es depositado en una oblea de Si en forma de tiras resistivas de material. Para que pueda observarse el efecto AMR las dimensiones geométricas de la tira han de ser tal que L (longitud) $> W$ (anchura) $> t$ (grosor), (p. ej. $L=1$ mm, $W=4$ mm, $t=44$ nm). Durante el proceso de deposición, el material es sometido a un campo magnético para alinear en una cierta dirección (easy axis) su vector de magnetización M el cual tiene libertad para girar bajo la presencia de un campo magnético externo, H_f .

En el caso de la magnetorresistencia anisotrópica se tienen un valor AMR máximo cuando la dirección de la corriente de polarización es paralela a la dirección del campo magnético, y mínima cuando la corriente es perpendicular a la dirección del campo magnético, [8]. En la **Fig. 1. 5** se muestra la interacción del momento magnético (M) y la corriente de polarización.

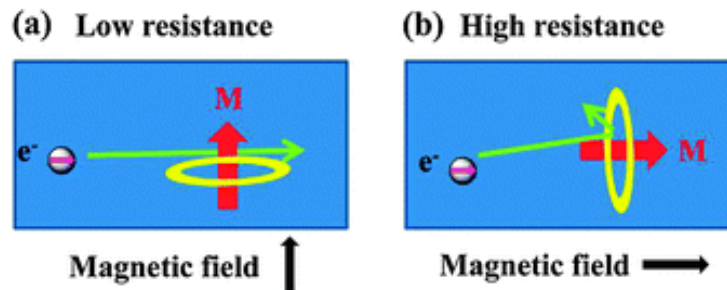


Fig. 1. 5.- Esquema del efecto AMR: (a) M es perpendicular a i , (b) es paralelo a i , [9].

La **Fig. 1. 6** muestra la característica resistencia-campo magnético en un sensor AMR básico. Se observa cómo un mismo valor de resistencia se corresponde con dos valores opuestos de campo magnético normalizado. Esta no-linealidad se corrige utilizando una geometría "barber-pole", [8]. En la cual la capa de permalloy es recubierta con una película de Al orientada 45° respecto al eje longitudinal. Con ello se crea un campo de polarización capaz de linealizar la respuesta del sensor alrededor de la zona de campo nulo.

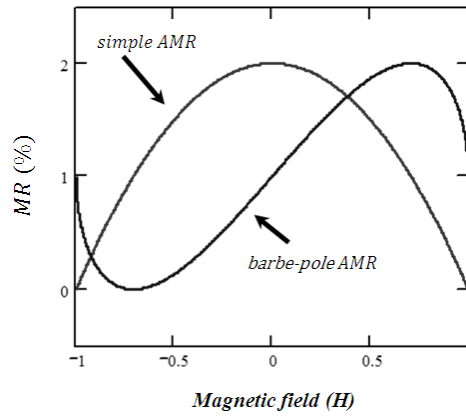


Fig. 1. 6.- Característica R-H_f en una estructura básica AMR y en una barber-pole AMR.

La variación porcentual de magnetorresistencia anisotrópica viene dada por la expresión

$$AMR(\%) = \frac{R_{\parallel} - R_{\perp}}{\frac{1}{3}R_{\parallel} + \frac{2}{3}R_{\perp}} * 100$$

(1. 3)

En donde R_{\parallel} es la resistencia paralela y R_{\perp} es la resistencia perpendicular. Los valores AMR conseguidos comenzaron alrededor del 5% en capas finas de aleaciones de Fe, Co y Ni a temperatura ambiente. Se continuó con agujeros bidimensionales de GaAs, capas de Ga y Mn, nano cables de Ni y Co o cristales de $\text{HoNi}_2\text{B}_2\text{C}$. Recientemente el efecto ha sido observado con mejoras con el uso de óxidos de aluminio, Al_2O_3 .

En la **Fig. 1. 7** se muestran los efectos de usar elementos en nano cables, con ello surgieron ideas de usar capas de materiales nano estructurados.

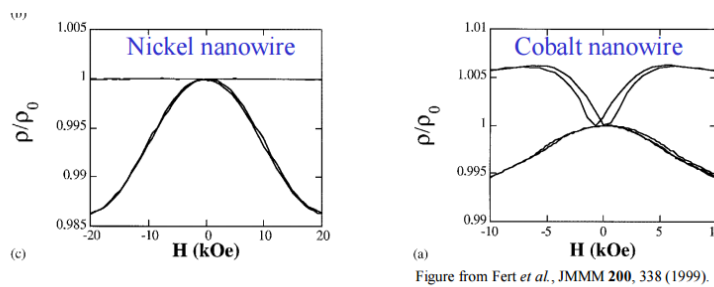


Fig. 1. 7.- Respuesta magnetorresistiva para nano cables de Cobalto y Níquel [9].

A mediados de los 80 se obtuvo tecnología para fabricar láminas con espesores nanométricos, lo que permitió crear estructuras multicapa en donde los efectos se manifiestan con mayor intensidad [1], abriendo el campo de investigación conocido como espíntrónica.

El efecto magnetorresistivo gigante (GMR) fue descubierto en Francia en 1988 [10]. El adjetivo de gigante hace referencia a que en este caso se consiguen variaciones relativas de resistencia del 70% [10], aunque en la mayor parte de las magnetorresistencias fabricadas la variación sea sensiblemente inferior, 4-25%, según la tecnología de fabricación. Aparece en una estructura multicapa en la que dos capas ferromagnéticas (FM) están separadas por una capa no ferromagnética (NFM) conductora y de espesor nanométrico. Las capas magnéticas se acoplan a través de las capas no magnéticas en configuración ferromagnética o anti ferromagnética dependiendo del grosor de las capas no magnéticas.

En estas capas la resistencia eléctrica depende de la interacción del espín (up o down) de los electrones de conducción con la orientación relativa del vector de magnetización entre capas ferromagnéticas. Su principio de funcionamiento puede ser descrito mediante el llamado modelo de las dos corrientes o circuito equivalente de Mott [11], [12]. Este modelo considera la corriente total por la estructura GMR como la resultante de las corrientes circulando por dos canales (**Fig. 1. 8**). Un canal por el que circulan los electrones con espín up y el otro por el que circulan los electrones con espín down. Si la orientación magnética de las capas FM es antiparalela con los electrones, ambos canales ofrecerán alta interacción a todos los electrones (espín up o down). En el caso que la configuración de las capas FM sea paralela, existirá un canal con baja resistividad al paso de los electrones (tanto con espín up como down) dependiendo su valor con la orientación del campo magnético externo H_f .

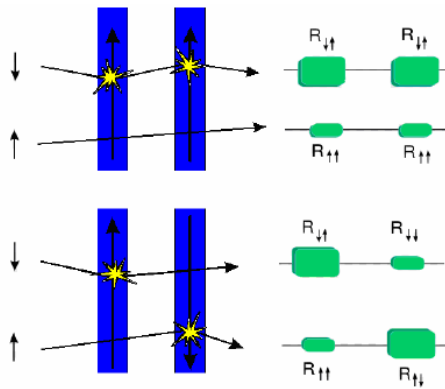


Fig. 1. 8.- Dispersión sufrida por electrones con espín y circuito equivalente de Mott [12].

Para medir los cambios de magnetorresistencia gigante se usa la expresión:

$$GMR = \frac{R^{AP} - R^P}{R^P}$$

(1. 4)

donde R^{AP} es el estado de resistencia anti paralela y R^P es el estado de resistencia paralela [13]. En la **Fig. 1. 9** se representa la característica resistencia-campo magnético $R-H_f$ en un sensor GMR. Se observa de nuevo cómo dos valores simétricos de campo se corresponden con el mismo valor de resistencia.

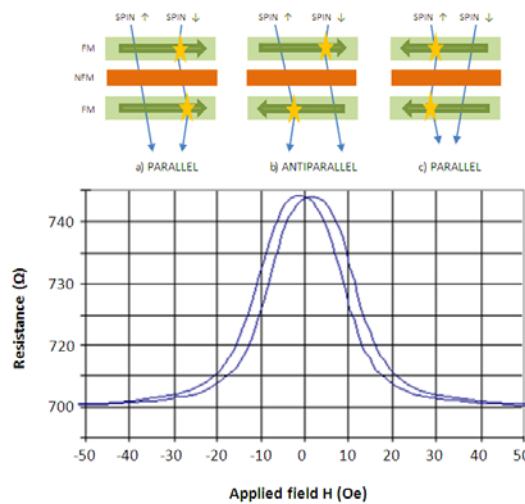


Fig. 1. 9.- Arriba: principio GMR; abajo: característica $R-H_f$ en una estructura GMR.

Este inconveniente es resuelto a partir de la **magnetorresistencia gigante de válvula de espín (GMR spin-valve)**. En esta estructura multicapa la magnetización de una de las capas FM tiene libertad de orientación con el campo magnético externo mientras que la otra está anclada en orientación ortogonal, [14]. El efecto GMR-SV es de menor intensidad que el GMR aunque se consiguen porcentajes entre el 6-20% mejorando los del efecto AMR. La **Fig. 1. 10** muestra la característica $R-H_f$. En este caso el sensor fue microfabricado en el INESC-MN de Lisboa, [15]. Se trata de una estructura (espesor en Å): Si/Al₂O₃ 500//Ta 30/Ni₈₀Fe₂₀ 30/Mn₇₇Ir₂₃ 60/Co₈₀Fe₂₀ 30/Cu 19/Co₈₀Fe₂₀ 25/Ni₈₀Fe₂₀ 25/Ta 20/Ti₁₀W₉₀(N2) 50. Las capas libres y ancladas se diseñaron ortogonales con la finalidad de mejorar la zona lineal de la característica, [16], [17].

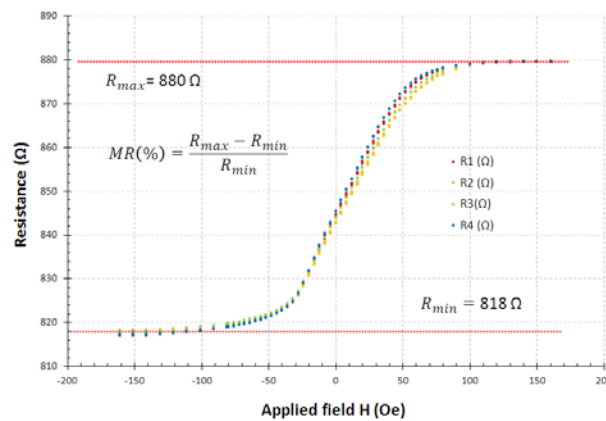


Fig. 1. 10.- Característica $R-H_f$ en una estructura GMR-SV ($MR=7\%$), [11].

Las estructuras con **magnetorresistencia de efecto túnel (TMR)** proporcionan los mayores porcentajes (hasta 500 %), [18]. En ellas la capa conductora NFM se sustituye por una capa NFM aislante (MgO, Al₂O₃, por ejemplo). Los electrones circulan a través de la lámina aislante por medio del efecto túnel de la mecánica cuántica. La conducción eléctrica a través de la capa aislante solo es posible si su grosor es del orden 0.5-3 nm. Como se deduce de los principios mecánico-cuánticos los electrones tienen alta probabilidad de atravesar la capa aislante cuando los vectores de magnetización de las capas ferromagnéticas adyacentes están en alineación paralela y baja probabilidad cuando se encuentran en alineación antiparalela. Estos dos estados se corresponden respectivamente con baja y alta resistencia. Aunque la variación de resistencia se debe a principios físicos distintos, las estructuras GMR y TMR presentan una curva $R-H_f$ de características similares y se basan en los mismos supuestos para inmovilizar una de las capas ferromagnéticas con la finalidad de obtener una respuesta lineal.

El principal inconveniente en una estructura TMR es la presencia de histéresis en su característica $R-H_f$. Sin embargo esta puede ser minimizada integrando en la estructura microfabricada imanes permanentes, [19]. La **Fig. 1. 11** representa la característica $R-H_f$ en dos magnetorresistencias TMR con y sin polarización por imanes. Las estructuras estaban basadas en uniones de efecto túnel con aislante de MgO y fue depositada en el International Iberian Nanotechnology Laboratory (INL, Braga, Portugal), [20] con un sistema Timaris de pulverización catódica. La estructura fue de: Si/2000 SiO₂/50 Ta/500 CuN/50 Ta/500 CuN/50 Ta/50 Ru/75 IrMn/20 CoFe/8.5 Ru/26 CoFeB/10 MgO/30 CoFeB/2.1 Ta/160 NiFe/100 Ta/300 CuN/70 Ru/150 TiW(N) (grosor en Å). Los imanes permanentes se implementaron con elementos CoCrPt de capa fina transferidos después de la micro-fabricación [21].

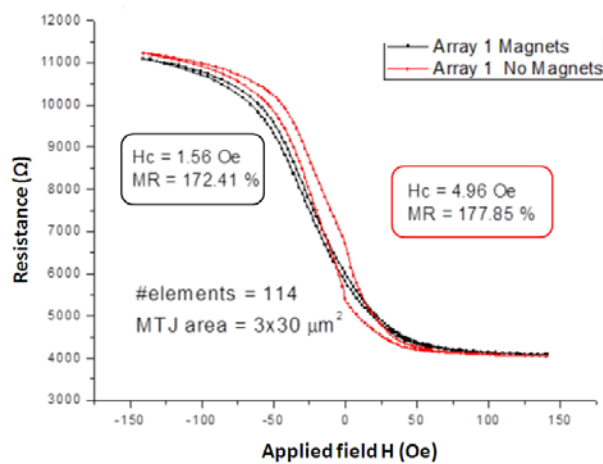


Fig. 1. 11.- Característica en una estructura TMR (MR=177 %), [21].

En este tipo de sensores el efecto túnel puede ser tanto incoherente (barreras amorfas de óxidos de aluminio AlO_x) como coherente (a través de una barrera cristalina de MgO), [1]. En la **Fig. 1. 12** se muestra la diferencia entre las diferentes estructuras. La barrera cristalina de MgO tiene solo paso para los electrones con estados de Δ_1 con simetría de túnel dominante mientras que en óxidos de aluminio amorfo pasan todos los bloques de estados con lo cual no se tiene simetría.

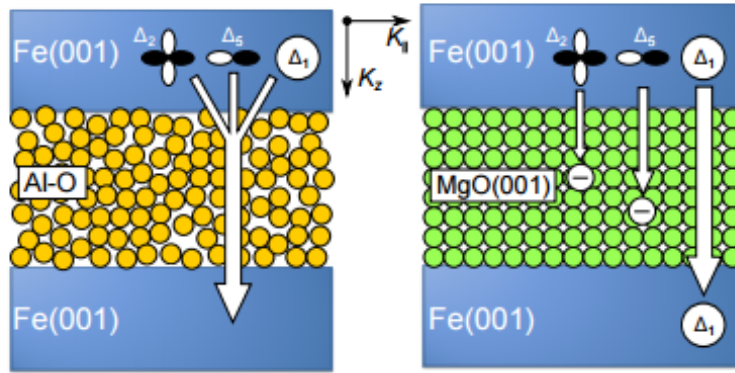


Fig. 1. 12.- Diferencias entre barreras coherentes e incoherentes [22].

Jullière observó los efectos en películas de Co/Ge/Fe en 1975 con cambio de hasta 14% en temperaturas de criogenia (4.2K), [23]. En 1995 Moodera et al reportaron un 11.8% de efecto TMR en películas de CoFe/Al₂O₃/Co y CoFe/Al₂O₃/NiFe, donde las barreras de túnel de aluminio fueron evaporadas con espesor ~1.3 nm y luego oxidadas con plasma. Miyazaki y Tezuka, consiguieron 18% de TMR en estructuras de Fe/Al₂O₃/Fe a temperatura ambiente. Con técnicas de deposición y enrutado optimizaron barreras túnel de Al₂O₃ produciendo TMR típicos de 50% a temperatura ambiente. Las estructuras donde la barrera aislante se implementa con AlO_x ofrecen ratios de hasta el 70%. El uso de MgO como capa aislante es más reciente, algunos trabajos alcanzan valores cercanos al 600% [24]. No obstante, el efecto TMR se reduce a porcentajes del 20-40% para aplicaciones a temperatura ambiente y baja intensidad de campo magnético.

La característica $R-H_f$ de una MTJ tiene fundamentalmente dos perfiles: el cuadrado o el lineal. La respuesta lineal se usa para aplicaciones en las que se necesita detectar campos magnéticos (sensores) y la cuadrada para almacenamiento de datos (memorias), [25].

Finalmente debemos decir que el factor TMR depende también del voltaje de polarización, esta dependencia no es estrictamente lineal aunque para algunos sensores se puede conseguir una buena aproximación. En la **Fig. 1. 13** se muestra la dependencia del cambio magnetorresistivo en estructuras de efecto túnel de 4 x 20 μm² con barrera de MgO, [25].

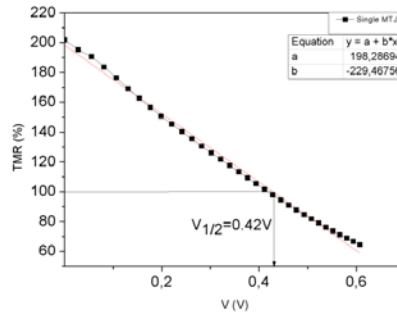


Fig. 1. 13.- Cambio de TMR% respecto al voltaje de polarización para sensor MTJ de $4 \times 20 \mu\text{m}^2$ con barrera de MgO $\sim 10 \text{ \AA}$, [25].

El efecto magnetorresistivo colosal (CMR) es un efecto observado en estructuras derivadas de manganitas perovskita, [26] y poseen propiedades como superconductividad a alta temperatura, magnetorresistencia colosal o ferroelectricidad [27]. El mecanismo de efecto CMR no es del todo entendido. Aun así algunos investigadores creen que está asociada con interacciones de acople electro-fotónicas y la transición de fase ferromagnético a paramagnético. En este caso se han detectado cambios de resistencia en el rango de los $10^3\%$ - $10^8\%$ aunque a temperaturas de nitrógeno líquido. No existe a medio plazo un sensor CMR disponible para aplicaciones industriales.

1.3.- Los sensores de corriente magnetorresistivos en el ámbito aeroespacial.

Las técnicas actuales de conversión energética utilizadas en los campos industrial, científico o médico requieren del uso de convertidores de potencia conmutados los cuales funcionan a altas frecuencias. Los beneficios de este modo de trabajo son un reducido volumen del convertidor y una alta densidad de potencia.

La medida de la corriente eléctrica en diferentes puntos del convertidor es un tópico importante a la hora de diseñar su regulación, eficiencia o respuesta dinámica. El empleo de sensores de corriente magnetorresistivos es una técnica de medida muy recomendada debido a que ofrecen aislamiento directo, bajo consumo y autocalentamiento despreciable. Son varios los sensores magnetorresistivos de corriente tanto comerciales como microfabricados en prototipo que se han descrito en aplicaciones industriales o de instrumentación y medida, [27]-[31].

En sistemas electrónicos para aplicaciones espaciales es de especial importancia conseguir sistemas electrónicos embarcados con el mínimo volumen posible. Por ello los convertidores conmutados a altas frecuencias son de vital importancia en ambientes espaciales. Sin embargo, los componentes que se utilicen para la construcción de cualquier sistema electrónico espacial necesitan someterse a pruebas de irradiación para conocer si su comportamiento y funcionamiento es estable o no y repetible frente a este tipo de ambientes.

En [32] se reportan evidencias acerca de la variabilidad que existe en el comportamiento frente a una misma dosis de irradiación y polarización entre dispositivos idénticos o entre componentes del mismo fabricante. Es por ello que se necesita tener un máximo conocimiento del comportamiento de un sistema electrónico diseñado para aplicaciones aeroespaciales cuando es sometido a irradiación.

Los sensores magnetorresistivos han sido utilizados en sistemas de instrumentación espaciales para la medida de campo magnético (magnetómetros). El trabajo que se describe en [33] desarrolla un magnetómetro basado en un sensor de efecto magnetorresistivo anisotrópico (AMR) para aplicaciones de instrumentación espacial. En el los sensores fueron sometidos a una dosis total de radiación de 305 krad mediante tasas de 99 rad/h y 488 rad/h. Después del tiempo de irradiación los sensores mostraron una óptima estabilidad en su resistencia equivalente y sensibilidad.

Por otra parte, en [34] se han descrito sensores comerciales basados en el principio GMR que han sido evaluados como parte de la instrumentación existente a bordo de un pico-satélite. Estos sensores fueron irradiados a una tasa y dosis requerida por la misión. En [35] se presenta un sensor AMR de corriente comercial utilizado junto con componentes electrónicos cualificados para espacio. El sensor se utiliza en la unidad de potencia que controla la posición de los propulsores en la misión Ariane 5-ME. El sensor AMR descrito está siendo testado para ser calificado como componente para espacio con objeto de medir la corriente en el convertidor.

1.4.- Termometría basada en Ru.

La termometría resistiva basada en metales ha venido siendo utilizada desde finales del siglo XIX en aplicaciones tanto industriales como científicas gracias al comportamiento repetible de la resistencia eléctrica del metal con la temperatura. El Pt es el metal que combina las mejores características de linealidad, repetibilidad, sensibilidad y estabilidad. Las resistencias basadas en Cu poseen una alta linealidad si bien son frágiles frente a corrosión pues comienzan a oxidarse al alcanzar solo los 100°C. El Ni y sus aleaciones ofrecen la ventaja de sus elevados coeficientes de temperatura y bajo coste aunque no son tan lineales como el Pt. En particular, este metal cubre el mayor rango posible de temperaturas, desde valores criogénicos (He líquido a 4.2 K) hasta temperaturas de fusión (como el oro, 1337 K), [36].

A la hora de medir temperaturas cercanas al cero absoluto los óxidos de Ru han sido empleados con preferencia gracias a su alta sensibilidad y resolución conseguida, [37] a [40]. A temperatura ambiente el Ru metálico también ha encontrado diversas aplicaciones. Por ejemplo, integrado en un sistema de medida de la calidad del agua, [41] o en la compensación de la deriva térmica en sensores de corriente magnetorresistivos, [16]. En particular, este tipo de sensores se ha aplicado a la medida y regulación de la corriente eléctrica en sistemas de potencia espaciales, [42]. En el ámbito espacial, las baterías, los subsistemas de propulsión, la electrónica genérica o los canales de infrarrojos necesitan ser térmicamente controlados dentro de su intervalo de temperaturas de trabajo, usualmente entre 120 K y 420 K, [43], [44].

Dadas sus propiedades como sensor en un amplio rango de temperaturas unido a que el Ru se utiliza en uno de los pasos para la micro-fabricación de sensores de corriente magnetorresistivos de efecto túnel, el Ru puede utilizarse fácilmente para la integración de una termorresistencia en el mismo proceso de fabricación que un sensor de corriente TMR. Es por ello que en esta Tesis también se analiza el comportamiento del Ru como detector de temperatura resistivo ya que ha sido posible su fabricación integrada con el sensor de corriente TMR.

1.5.- Sistemas con representación fraccional.

El cálculo fraccional es una rama de la matemática que trata de la aplicación de derivadas e integrales de orden no entero a una función específica. Como disciplina de la matemática tuvo su inicio en la primera mitad del siglo XIX a partir de los trabajos de Liouville, Riemann y Holmgren, aunque ya existían contribuciones individuales previas (Euler, Lagrange), [45]. Durante este tiempo

el cálculo fraccional fue aplicado a la resolución de ecuaciones diferenciales e integrales lineales. En la actualidad el cálculo fraccional se ha utilizado en la modelización del comportamiento de distintos sistemas en el ámbito científico y técnico para la obtención de las ecuaciones diferenciales definitorias, la función de transferencia o la identificación de impedancias eléctricas.

Por ejemplo, en electroquímica el cálculo fraccional se ha utilizado para describir con mejor exactitud los procesos de difusión en disoluciones, [46], [47] o el circuito equivalente de una celda electroquímica, [48], [49]. En bioquímica o áreas de la medicina el modelado de tejidos biológicos como el cráneo o el intestino se ha realizado a través del modelo de Cole-Cole el cual considera como punto de partida la impedancia (en el dominio de Laplace) , $Z(s) = 1/s^\alpha$, siendo α no entero, [50] y [51]. En el campo de la Botánica, la respuesta en frecuencia de diferentes frutos y vegetales ha sido modelada a través de impedancias fraccionales, [52] o en la monitorización del crecimiento microbiano usando un circuito de acondicionamiento con un sensor descrito mediante un modelo de impedancia fraccional,[53].

En las áreas de la electricidad y electrónica el cálculo fraccional ha dado lugar a una gran variedad de desarrollos. Por ejemplo, en [54] se describen las pérdidas por corrientes de vórtices o por calentamiento en un inductor mediante una impedancia fraccional del tipo $(j\omega)^\alpha L$ con $\alpha = 0.6$ valor que se ajusta mejor que el clásico $\alpha = 1$. En el campo del procesamiento analógico lineal se han descrito numerosos trabajos para modelar el condensador fraccional mediante redes RC en escalera, [55] a [58] o en el diseño de circuitos osciladores fraccionales, diferenciadores o filtros. Para el caso de los osciladores se consigue un aumento significativo en la frecuencia de oscilación si se considera un exponente no entero ($0 < \alpha < 1$) en la capacidad de oscilación, [59], [60]. En el diseño de filtros analógicos una consecuencia del cálculo fraccional es la aparición de pendientes de valores diferentes al clásico (± 20 n dB/dec) siendo n el orden del filtro. Ahora se tienen pendientes de valor ± 20 n α dB/dec siendo α el orden fraccional del filtro. Así mismo las frecuencias de corte también dependen del orden del filtro, [61] a [63]. En el campo de la electrónica industrial los controladores industriales de orden fraccional se han considerado para estabilizar el lazo de control de convertidores conmutados en sistemas de generación fotovoltaica, [64] o en la identificación de parámetros en supercondensadores o en baterías de plomo/ácido, [65] y [66].

El cálculo fraccional ha sido utilizado en este trabajo de Tesis para la modelización de la función transimpedancia de diferentes sensores de corriente magnetorresistivos.

1.5.1.- Sistemas con representación fraccional.

Las derivadas e integrales fraccionales son una extensión del cálculo diferencial e integral clásico (entero). Son numerosas las definiciones existentes de derivadas o integrales fraccionarias en el ámbito matemático aunque desde el campo de la ingeniería son de especial interés algunas de ellas. Por ejemplo, para analizar el comportamiento estático de un sistema fraccional en el dominio del tiempo se utiliza la derivada hacia adelante de Grünwald-Letnikov:

$$D_f^\alpha f(t) = \lim_{h \rightarrow 0^+} \frac{\sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k \binom{\alpha}{k} f(t - kh)}{h^\alpha} \quad (1.5)$$

donde $\binom{\alpha}{k}$ son los coeficientes binomiales. Esta definición se basa en los conceptos de relación incremental y diferencias de orden fraccional, [67], [68]. En el dominio de Laplace las derivadas e integrales de orden fraccional son más fáciles de manejar. En este dominio se han resuelto problemas en los campos de la biología, medicina o ingeniería. Si a ambos lados de la ecuación (1. 5) se aplica la transformada de Laplace bilateral dada por

$$F(s) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) e^{-st} ds \quad (1.6)$$

es posible obtener que

$$L \left[D_f^\alpha f(t) \right] = s^\alpha F(s), \quad (1.7)$$

para $\text{Re}(s) > 0$ en s^α , [68].

1.5.2.- La Integral de convolución.

Los sistemas lineales invariantes en el tiempo de tipo fraccional (FLT) tienen en principio las mismas propiedades que los sistemas lineales invariantes enteros (ILT), [68], [69].

Por ejemplo, considérese una señal $x(t)$ continua en el tiempo que se aplica a la entrada de un sistema fraccional (**Fig. 1. 14**).

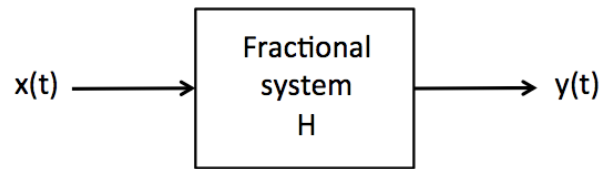


Fig. 1. 14.- Representación en el dominio del tiempo de un sistema fraccional.

La entrada $x(t)$ puede expresarse como una superposición con desplazamiento de funciones impulso:

$$x(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau) \delta(t-\tau) d\tau \quad (1. 8)$$

siendo $\delta(t)$ la función impulso. H es el operador que caracteriza al sistema FLTI que al ser aplicado a la entrada $x(t)$ producirá una salida o respuesta $y(t)$ del sistema:

$$y(t) = H\{x(t)\} = H\left\{\int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau) \delta(t-\tau) d\tau\right\} \quad (1. 9)$$

Si se supone un comportamiento lineal del sistema fraccional, el orden de acción del operador y de la integral pueden intercambiarse y tener:

$$y(t) = H\{x(t)\} = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau) H\{\delta(t-\tau)\} d\tau \quad (1. 10)$$

Si $h(t) \equiv H\{\delta(t)\}$ se define como la respuesta del sistema al impulso unidad y se considera la propiedad de invariancia temporal de un sistema fraccional:

$$H\{\delta(t-\tau)\} = h(t-\tau) \quad (1. 11)$$

sustituyendo este resultado en la ecuación (1. 10) lleva a expresar la respuesta $y(t)$ en la forma:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau) h(t-\tau) d\tau \quad (1. 12)$$

La anterior expresión indica que la salida $y(t)$ del sistema está formada por una superposición de respuestas al impulso desplazadas en el tiempo. $y(t)$ puede obtenerse mediante las integrales de convolución de las señales $x(t)$ y $h(t)$ tal y como ocurre en los sistemas ILTI:

$$y(t) \equiv x(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau) h(t-\tau) d\tau \quad (1. 13)$$

1.5.3.- La función propia.

Si se considera la entrada $x(t)$ en la forma $x(t) = e^{st}$, donde s es la frecuencia compleja, $s = \sigma + j\omega$ y teniendo en cuenta la propiedad de conmutatividad de la convolución, la respuesta $y(t)$ vendría dada por:

$$y(t) = h(t) * x(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau) x(t-\tau) d\tau = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau) e^{s(t-\tau)} d\tau = e^{st} \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau) e^{-s\tau} d\tau \quad (1. 14)$$

La integral resultante puede entenderse como la función de transferencia $H(s)$ del sistema FLTI o bien en otras palabras, la entrada $x(t) = e^{st}$ como una función propia del sistema FLTI y $H(s)$ como el valor propio asociado, es decir:

$$y(t) = H(s) e^{st} \quad (1. 15)$$

Si además en la expresión (1. 14) se aplica la transformada de Laplace bilateral se puede obtener:

$$Y(s) = H(s) X(s) \quad (1. 16)$$

por lo que la función de transferencia de un sistema FLTI puede expresarse como:

$$H(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} \quad (1.17)$$

de igual forma que ocurría en un sistema ILTI.

1.5.4.- La función de transferencia.

En el dominio temporal la relación entre entrada $x(t)$ y salida $y(t)$ en un sistema FLTI viene dada en término de una ecuación diferencial con coeficientes constantes donde $x(t)$ e $y(t)$ se suponen continuas en el tiempo. Las constantes a_1, a_2, \dots, a_N and b_1, b_2, \dots, b_M dependen de los valores de los elementos y de la topología interna propia del sistema. Su orden viene determinado por el número N donde usualmente $N \geq M$ siendo ambos enteros. La ecuación (1. 18) describe el Sistema:

$$\sum_{k=0}^N a_k D^{q_k} y(t) = \sum_{k=0}^M b_k D^{q_k} x(t) \quad (1.18)$$

donde a_k y b_k son coeficientes constantes, q_k son números positivos reales que establecen el orden del operador derivada, $k=0,1,2,\dots$ y D simboliza la operación de derivada temporal, $D \equiv \frac{d}{dt}$.

Considerando la propiedad de la función propia, si $x(t) = e^{st}$ entonces $y(t) = H(s) e^{-st} = e^{-st} H(s)$. Sustituyendo $x(t)$ e $y(t)$ en la ecuación diferencial anterior se tendrá:

$$\sum_{k=0}^N a_k D^{q_k} (e^{st} H(s)) = \sum_{k=0}^M b_k D^{q_k} e^{st} \quad (1.19)$$

$$\sum_{k=0}^N a_k (D^{q_k} e^{st}) H(s) = \sum_{k=0}^M b_k D^{q_k} e^{st} \quad (1.20)$$

donde se ha tenido en cuenta que $D^{q_k} e^{st} = s^{q_k} e^{st}$ $\text{Re}(s) > 0$, [68], por lo tanto:

$$\sum_{k=0}^N a_k s^{q_k} e^{st} H(s) = \sum_{k=0}^M b_k s^{q_k} e^{st} \quad (1.21)$$

de manera que despejando $H(s)$ se obtiene una representación explícita de la función de transferencia para un sistema FLTI,

$$H(s) = \frac{\sum_{k=0}^M b_k s^{q_k}}{\sum_{k=0}^N a_k s^{q_k}} \quad (1.22)$$

considerando $Re(s) > 0$ ya que se supone un sistema causal. Se observa cómo también en un sistema FLTI su función de transferencia es una función racional cociente de dos polinomios de la variable s con exponentes q_k reales y positivos y con coeficientes a_k, b_k los dados en la ecuación diferencial definitoria del sistema.

La respuesta en frecuencia $H(j\omega)$ se obtendrá haciendo $s = j\omega$ y por lo tanto obteniendo sus correspondientes diagramas de Bode. Una diferencia clara comparando con un sistema ILTI es que en la representación de la amplitud es posible obtener pendientes asintóticas que no responden a múltiplos enteros de ± 20 dB/dec.

Por otro lado, si se quiere modelar un sistema FLTI a partir de su función de transferencia $H(s)$ el problema de encontrar sus polos es bastante complejo de resolver. Una forma de abordarlo es restringir que los exponentes q_k cumplan una de las dos condiciones:

- (a) q_k sea número irracional múltiplo de otro dado, q , donde $0 \leq q \leq 1$ o
- (b) q_k sea un número racional que pueda expresarse como cociente u_k/v_k . Sea en este caso u y v el mínimo común múltiplo de los u_k y v_k , de forma que $q_k = k u/v$ donde k y v son números enteros positivos de forma que $q_k = k q$ con $q = 1/v$. Algunos de los coeficientes podrían ser nulos.

Con todo ello, la función de transferencia toma la forma:

$$H(s) = \frac{\sum_{k=0}^M b_k s^{kq}}{\sum_{k=0}^N a_k s^{kq}} \quad (1.23)$$

y sobre ella sería posible obtener, como en los sistemas ILTI, utilizando las herramientas matemáticas y numéricas disponibles para el cálculo fraccional: el comportamiento del sistema fraccional en el dominio temporal, la respuesta al impulso u otra respuesta a una entrada $x(t)$ de interés a partir de su descripción en el dominio de Laplace, $X(s)$ y realizando la transformada inversa, [68] y [70].

1.6.- El procesamiento digital en las redes de sensores.

1.6.1.- El formato de representación de datos IEEE 754.

Cualquier señal continua en el tiempo que se desee tratar mediante técnicas de procesamiento digital ha de ser sometida a los procesos de muestreo, cuantificación y codificación. Tras la digitalización la información solo puede tomar valores dentro de un conjunto finito de elementos.

En los microcontroladores, la primera forma de representar los datos fue con la aritmética de punto fijo que en algunos sistemas de conversión analógica a digital es el formato fraccional Q(n.m) que tiene una resolución de 2^{-m} , siendo m el número de bits del sistema. En este formato el primer dato representa el signo y los demás datos representan los bits binarios del dato. Para microcontroladores de 16 bits se suele utilizar el formato fraccional Q15, el cual va de -1 a $(1-2^{-15}=0.999969482421875)$ con una precisión de $3.0517578125 \times 10^{-5}$ [71]. En la **Fig. 1. 15** se muestra dicho formato.

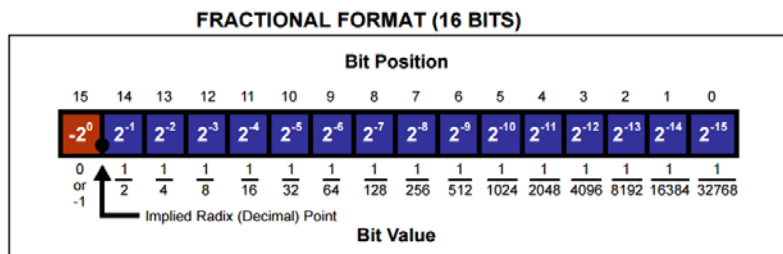


Fig. 1. 15.- Formato fraccional Q15 de microcontroladores de 16 bits [71].

Asimismo se puede trabajar con formatos como el Q15.16 que integra una parte entera y una parte fraccional utilizando 32 bits (**Fig. 1. 16**), [71].

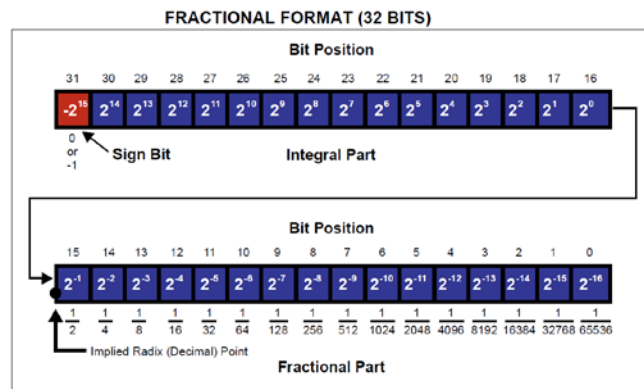


Fig. 1. 16.- Formato Q15.16 para manejo de datos fraccionales [71].

Dado que se requiere estandarizar se creó un estándar denominado IEEE 754-1985 (o simplemente formato IEE754) el cual permite usar de manera estándar en todos los microprocesadores y microcontroladores números con alta resolución y el mismo formato. En la **Fig. 1. 17** se muestra la precisión simple de 32 bits usada en números flotantes para la mayoría de los microcontroladores actuales al utilizar números de tipo flotante aunque puede ampliarse a 64 para doble precisión.

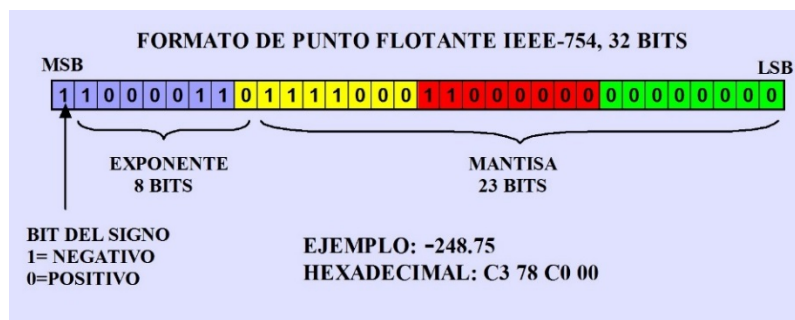


Fig. 1. 17.- Formato IEEE754 de precisión simple [72].

Aquí al tener un exponente se puede representar una gama más grande de valores así como valores que no corresponden a números (*Not at number NaN*) o valores infinitos. En la **Tabla 1** se muestran algunos de estos valores para el formato de precisión simple.

Tabla I.- Ejemplos de números en formato IEEE 754 con precisión simple, [73].

Signo	Exponente	Mantisa	Valor
0	11111111	000001000000000000000000	NaN
1	11111111	000000000000000000000000	NaN
0	11111111	000000000000000000000000	∞
0	10000001	101000000000000000000000	$+1 \cdot 2^{129-127} \cdot 1,1010 \dots = 6.5$
0	10000000	000000000000000000000000	$+1 \cdot 2^{128-127} \cdot 1,0000 \dots = 2$
0	00000001	000000000000000000000000	$+1 \cdot 2^{1-127} \cdot 1,0000 \dots = 2^{-126}$
0	00000000	100000000000000000000000	$+1 \cdot 2^{-126} \cdot 0,1 = 2^{-127}$
0	00000000	000000000000000000000001	$+1 \cdot 2^{-126} \cdot 2^{-23} = 2^{-149}$
0	00000000	000000000000000000000000	+0
1	00000000	000000000000000000000000	-0
1	10000001	101000000000000000000000	$-1 \cdot 2^{129-127} \cdot 1,1010 \dots = -6.5$
1	11111111	000000000000000000000000	$-\infty$

En la **Tabla II** se muestra la diferencia de características para la precisión simple y la precisión doble.

Tabla II.- Diferencia entre formato IEEE 754 simple y doble, [73].

IEEE 754	Precisión simple	Precisión doble
Dígitos significativos (p)	24 bits	53 bits
Longitud del exponente	8 bits	11 bits
Bits de información	32	64
e_{max}	127	1023
e_{min}	-126	-1022
Valor más grande normalizado	$2^{127} \approx 10^{38}$	$2^{1023} \approx 10^{308}$
Valor más pequeño normalizado	$2^{-126} \approx 10^{-38}$	$2^{-1022} \approx 10^{-308}$
$\epsilon_{maquina}$	$2^{1-24} \approx 10^{-7}$	$2^{1-53} \approx 10^{-16}$

Como se puede ver el número a pesar de todo tiene limitaciones, en este caso se puede crear una aproximación por redondeo o por truncamiento, que da lugar a una pérdida de cifras significativas o cancelación, [74] existiendo asimismo, una interdependencia entre los errores de redondeo internos de la máquina y los errores debidos al truncamiento de series en los algoritmos, [73].

En la presente tesis se utiliza operaciones flotantes en microcontroladores dsPIC de 16 bits. Se evita el formato fraccional Q15 y se usan formatos flotantes IEEE754 de precisión simple, usando el modo de conversión de entero a flotante para el paso de los datos del convertidor A/D mediante las rutinas de Microchip en C, [75].

Se evita el uso de las librerías DSP (*digital signal processing*) de punto fijo de Microchip, [71] por la resolución y la necesidad de escalado como en algunos DSP que requieren escalado, además de la recuperación de escala en algoritmos de transformación de Fourier, [76].

1.6.2.- El procesamiento digital.

Para realizar la transformada digital de Fourier (DFT) existen diversos algoritmos como son la transformada rápida de Fourier (FFT), el algoritmo optimizado, la decimación en frecuencia [77], el algoritmo Cooley-Tukey, la decimación en tiempo, así como el SRFFT (*Split radix fast Fourier transform*) o algoritmo de base partida [78].

En los algoritmos de decimación en tiempo y frecuencia se requiere reordenamiento de datos por medio del algoritmo bit reverse o inversión de bits y cuyo orden de los datos depende del número de bits. En la **Fig. 1. 18** se presenta el algoritmo de decimación en tiempo para 8 datos.

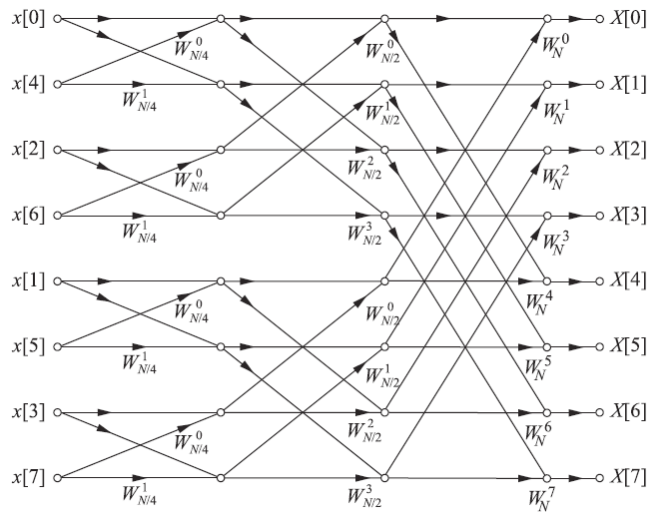


Fig. 1. 18.- Algoritmo DFT de decimación en tiempo, [79].

De la **Fig. 1. 19.** vemos que existen unos valores W a calcular provenientes de sus ecuaciones correspondientes que son fijos y simétricos como se muestra a continuación

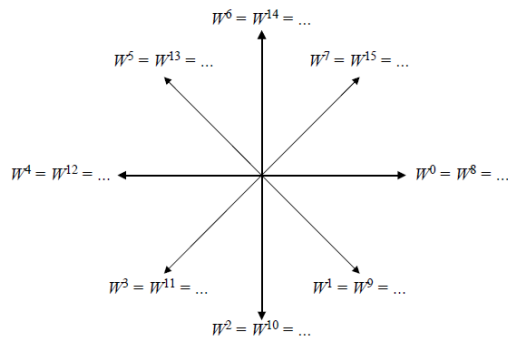


Fig. 1. 19.- Periodicidad y simetría de los elementos W de la transformada digital de Fourier (Twiddle factors), [80].

En la **Fig. 1. 20** se muestra la decimación en frecuencia, como se puede ver ya sea en frecuencia o en tiempo, se tiene en desorden los datos de salida o de entrada siguiendo la secuencia bit reverse, si se quiere optimizar los datos se puede usar el algoritmo de decimación en frecuencia, cuando se usa la DFT para obtener

ciertos datos de salida, ya que se puede calcular los puntos de salida fija finales de los puntos de salida y los datos de entrada sin necesidad de reordenamiento.

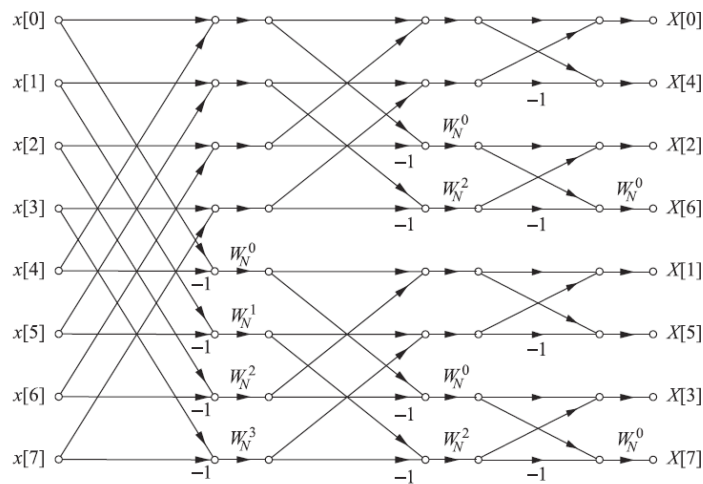


Fig. 1. 20.- Algoritmo DFT de decimación en frecuencia [79].

1.6.3.- Redes de sensores y protocolo TCP-IP de Microchip.

Una red se puede definir como:

- Una interconexión de nodos (agentes, dispositivos...) que intercambian información o recursos [80].
- Un conjunto de elementos independientes interconectados, [80].
- Una multiplicidad de agentes (nodos) que actúan autónomamente (independientes) coordinándose de forma espontánea en la red y que forman un universo reticular, [80].

En la última década existe una tendencia en el diseño de sistemas con módulos de funciones especializadas que se comunican a través de un bus de comunicaciones permitiendo modularidades y ampliaciones. Algunas de las tecnologías inalámbricas como Wi-Fi o Bluetooth, entre otras, permiten comunicaciones por transmisión inalámbrica sin necesidad de realizar obras. Tecnologías como Zigbee, [80] o MiWi, [81] permiten enlazar una multitud de dispositivos para que se

comuniquen entre sí maximizando el uso de la batería y la comunicación de datos.

Estos tipos de redes tienen muchos usos en los diferentes sectores como agronomía, medicina, electricidad entre otros. Por ello las redes inalámbricas de sensores (RIS o *wireless sensor networks* WSN) han sido identificadas como una de las tecnologías más prometedoras por diversos analistas tecnológicos y revistas especializadas y pueden encontrarse en un gran número de sistemas y dispositivos electrónicos, [82].

La tecnología inalámbrica en la actualidad es una realidad y cada vez está más extendida, este hecho junto con los avances de la electrónica embebida, han propiciado una reducción en los costes de fabricación que se ha traducido en una implantación masiva de todo tipo de comunicaciones inalámbricas, que además sigue creciendo [83].

La tendencia de las tecnologías inalámbricas en el ámbito de los edificios terciarios ha dado lugar en la última década a la aparición de un nuevo protocolo de comunicaciones, optimizado para adaptarse perfectamente a las prestaciones necesarias para soportar los servicios digitales necesarios. ZigBee comunica una serie de dispositivos haciendo que trabajen de forma más eficiente entre sí. Es un transmisor y un receptor que usa baja potencia para trabajar ya que tiene como objetivo las aplicaciones que requieren comunicaciones seguras con baja tasa de envío de datos y maximización de la vida útil de sus baterías. Es ideal para conexiones con diversos tipos de topología, lo que a su vez lo hace más seguro, barato y que no haya ninguna dificultad a la hora de su construcción porque es muy sencilla. Esta tecnología no tiene competencia fuerte con las tecnologías existentes exceptuando protocolos de empresa como MiWi de Microchip [81] que usa Zigbee así como protocolos como XBEE. Sus aplicaciones son de automatización de edificios, residenciales e industriales, especialmente para aplicaciones con usos de sensores. Es el protocolo principal de las redes de sensores [83].

Zigbee está muy extendido debido a que ha sido ampliamente utilizado en sistemas comerciales, automatización de casas, sistemas de energía inteligentes, electrónica de consumo, sensado industrial y cuidado de la salud. Ello ha sido posible gracias a sus características de direccionamiento completo, opciones de salvado de energía, optimización para eficiencia en aplicaciones de baja frecuencia y enfoque por capas para diseños de comunicaciones y seguridad [84].

Debido a que se tienen tantas opciones en este trabajo de Tesis se ha optado por el uso del XBEE y dentro de esta opción se tienen diferentes características. En la **Tabla III** se muestran las principales diferencias de la serie 1 de estos módulos que contaban con un microprocesador de Freescale y la serie 2 que usa uno de Ember Networks. Son incompatibles entre sí ya que la serie 2 soporta creación de redes de malla (*mesh networking*) que es el corazón de la creación de redes de sensores robustas, [84].

Tabla III.- Comparación de módulos regulares XBEE serie 1 y serie 2, [84].

	Serie 1	Serie 2
Rango típico (interior/área urbana)	30 m	40 m
Mejor rango (línea de visión)	100 m	120 m
Corriente transmisión/recepción	45mA/50mA	40mA/40mA
Firmware típico (firmware es el programa del micro que controla el módulo)	802.15.4 punto a punto	ZB Zigbee mesh
Pines digitales Entrada/Salida	8 (más 1 de solo entrada)	11
Pines de entrada analógica	7	4
Baja potencia, bajo ancho de banda, bajo costo, estandarizado, direccionable, pequeño, popular	Sí	Sí
Ruteado de malla interoperable, creación de redes Ad-Hoc, redes autoreparables	No	Sí
Topología estrella, punto a punto	Sí	Sí
Topología malla, ramificado (<i>cluster tree</i>)	No	Sí
Firmware único para todos los modos	Sí	No
Requiere nodo coordinador	No	Sí
Configuración punto a punto	Simple	Más implicada
Redes estandarizadas	Sí	Sí
Aplicaciones estandarizadas	No	Sí
Microprocesador subyacente	Freescale	Ember
Firmware disponible	802.15.4 (IEEE standard), DigiMesh (propietario)	ZB(Zigbee 2007), ZNet 2.5 (obsoleto)
Actualizado y soportado activamente	Sí	Sí

Aun en ambas series existen diferencias, el módulo de la serie uno y el módulo de la serie dos cuenta con módulos regulares como se mencionó anteriormente y con módulo PRO, ambos módulos son intercambiables y la diferencia de uno a otro es que el módulo regular es de bajo consumo y el PRO está pensado para tener mayor integridad de los datos en rango largo pasando la potencia de consumo también de 1 mW a 63 mW. La **Fig. 1. 21** muestra ambos módulos.



Fig. 1. 21.- Módulo regular y pro de la familia XBEE serie 2, [85].

Dentro de estos módulos sean regulares o PRO serie 1 y serie 2 se tiene una gama de opciones para las diferentes antenas (**Fig. 1. 22**) que se usan dependiendo de la aplicación, entre ellas se encuentran, [85]:

- Antena cable (Wiph or wire antenna): Es simple y ofrece radiación omnidireccional teniendo distancias de radiación iguales o similares perpendicular al módulo.
- Antena tipo chip: Es una cerámica plana al ras del cuerpo del XBEE que lo hace más pequeño y resistente pero le generan un patrón de radiación cardioide (en forma de corazón) perdiendo radiación en varias direcciones. Si se tiene el dispositivo en estrés mecánico la antena se puede romper.
- Antena PCB: Esta antena está dibujada sobre la tarjeta de circuito impreso del XBEE conducido creado por pistas dispuestas en patrones fractales. Estas ofrecen las ventajas de que tienen la facilidad de miniaturización, son livianas y fáciles de integrar tanto a superficies planas como no planas. Son sencillas, de fácil producción en masa (por lo que los costos se reducen), fáciles de adaptar a circuitos de microondas, versátiles en términos de impedancia (gracias a las técnicas de *microstrip* o diseño en microcinta de pistas), patrón, polarización y frecuencia de resonancia. Entre las principales desventajas se tiene la baja potencia de radiación (por sus mismas dimensiones y tendencia a miniaturización),

baja eficiencia, reducido ancho de banda, considerables pérdidas y son fácilmente afectadas por el factor térmico, [86].

- Conector U.FI: Es el conector estándar más pequeño para conectar una antena externa, no siempre es necesaria pero está pensado para aplicaciones donde la antena va fuera de la caja y el radio irá aislado pensado para conexiones con antena externa y no sufrir atenuación por estar en caja, en caso contrario se podría usar la antena de cable. Algunas veces se usan antenas externas con patrones de radiación específicos como antenas de alta ganancia que permiten direccionar la señal obteniendo mayores distancias. Este conector es frágil por lo que se usa normalmente cables cortos.
- Conector RPSMA: Es otro tipo de conector como el U.FI más grande y voluminoso, al cual también se puede conectar una antena externa siendo más robusto que el U.FI.

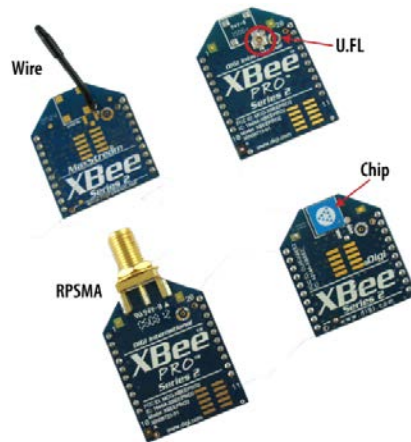


Fig. 1. 22.- Diferentes tipos de antena para módulos XBEE, [84].

Para poder comunicarse con los módulos existen diferentes soportes, algunos de ellos se muestran en la **Fig. 1. 23**.

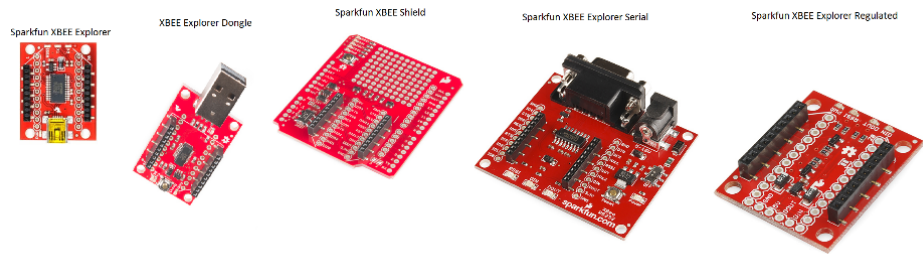


Fig. 1. 23.- Distintos tipos de soportes comerciales para la comunicación con los módulos XBEE.

Los módulos cuentan con el programa XCTU que permite configurarlos fácilmente, [87]. En la figura **Fig. 1. 24** se muestran los entornos de XCTU para la configuración de los nodos XBEE.

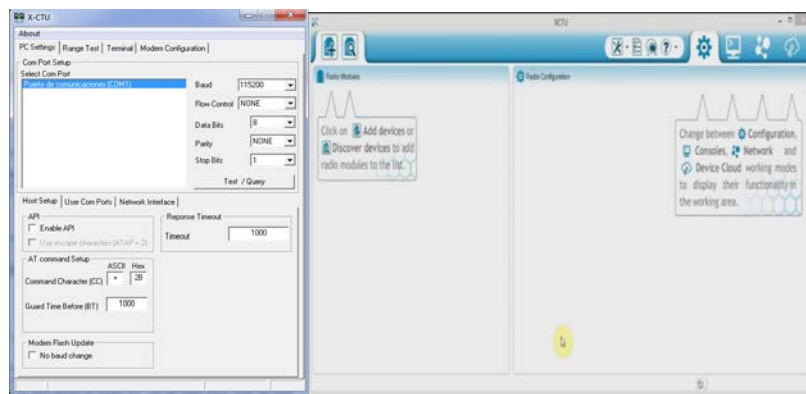


Fig. 1. 24.- Diferentes entornos de configuración XCTU para los módulos XBEE [88], [89].

Para comunicarse directamente con otro micro se le llama conexión punto a punto y es el modo más simple de comunicación realizándose por medio de comunicación serie. Ello ilustra la cantidad mínima de conexiones para poder realizar conexión entre dos o más módulos y se muestra en la **Fig. 1. 25**.

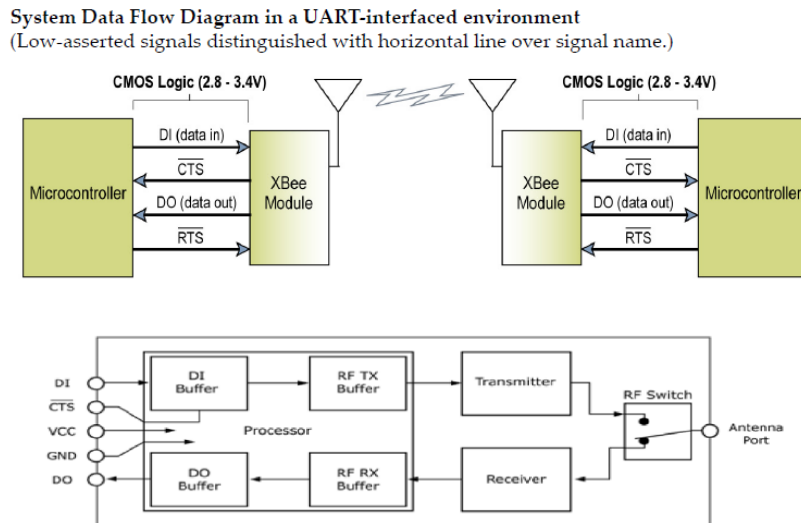


Fig. 1. 25.- Conexiones mínimas para establecer comunicación entre nodos XBEE, ejemplo con comunicación punto a punto arriba y abajo los pines serie de cada módulo, [85].

Las diferentes topologías son la forma en que se conectan lógicamente los nodos. La topología par o punto a punto es la más simple con solo dos nodos. En la serie dos es forzoso crear un coordinador mientras que el otro nodo puede ser de cualquier tipo (enrutador o dispositivo final). En la **Fig. 1. 26** se ejemplifica gráficamente los tipos de redes.

Para realizar las configuraciones la opción default es trabajar con dispositivos tipo AT, sea coordinador de la red, ruteador o dispositivo final, ya que el programa de configuración suele usar dichos comandos para la reconfiguración.

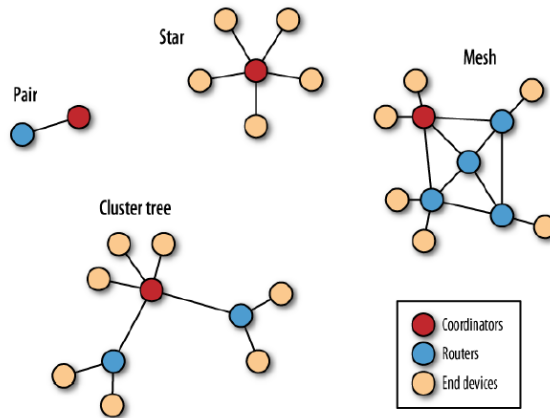


Fig. 1. 26.- Topologías Zigbee, [84].

En la **Fig. 1. 27** se muestra un ejemplo de comandos AT usados para reconfiguración de los módulos, en ocasiones algunos comandos requieren el reinicio de la comunicación, como es el caso de cambio de la velocidad de comunicación.

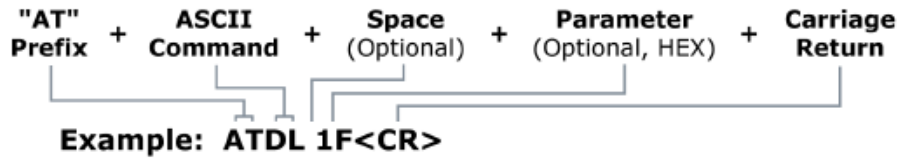


Fig. 1. 27.- Estructura de los comandos AT, [85].

Este modo es comúnmente usado para realizar reconfiguraciones y cambios en la configuración de los dispositivos. Existe otro modo de trabajo de comunicación, este es el modo API. En la **Fig. 1. 28** se muestra una trama genérica API.

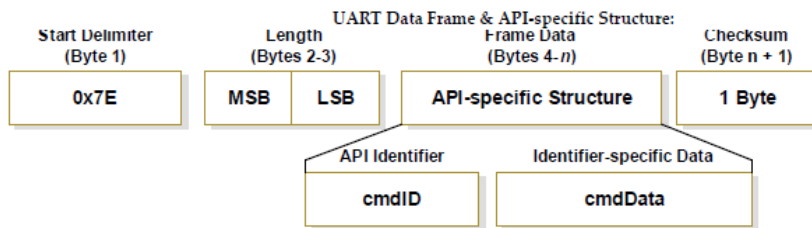


Fig. 1. 28.- Estructura genérica de comandos API, [85].

Como se puede ver el modo API requiere más datos e ir recalculando dinámicamente el checksum o byte de comprobación de datos para evitar errores. La ventaja que tiene es que en modo AT se puede trabajar enviando datos de modo transparente mientras que para el modo API se pueden enviar tanto datos como comandos para reconfigurar el nodo destino remotamente.

Otra diferencia es que una vez que se han modificado los nodos a modo API puede haber algunos problemas al recuperar las funciones desde PC pues se maneja en modo AT, pero al trabajarlo en modo AT para redes de sensores se debe establecer protocolos propios de comunicación para evitar errores de comunicación entre otras cosas.

Como se comentó anteriormente se tienen una gran cantidad de familias y tecnologías para cada protocolo de comunicación inalámbrica, ahora se abordará otro de los módulos utilizados en la presente tesis, es el módulo de comunicaciones del nodo coordinador hacia el usuario final.

1.6.4.- Comunicación Wi-Fi.

Se ha optado por módulos de comunicación basados en Wi-Fi 802.11, entre ellos existen una gran cantidad de módulos y modelos. Después de realizar un estudio se ha optado por el módulo MRF24WG0MA/B de Microchip, el cual supera a los módulos anteriores MRF24WB0MA/B en que soportan más modos de conexión, el más interesante es el modo SOFT AP. Este permite compatibilidad con todos los sistemas operativos de ordenadores, móviles, tabletas, etc. ya que sirve como punto de acceso genérico dando un servicio de servidor. En la **Fig. 1. 29** se muestra la forma del patrón de radiación del módulo de Microchip elegido.

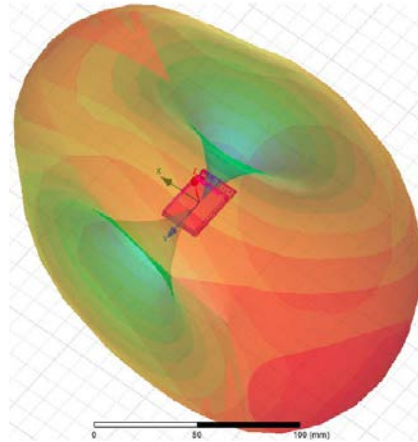


Fig. 1. 29.- Patrón de radiación simulado del módulo MRF24WG0MA/B, [89].

El módulo cuenta con antena PCB pero se puede solicitar un conector para antena externa tipo ULF. La comunicación de datos es por medio de comunicación SPI cumpliendo los datos del estándar 1 a 11 Mbps para 802.11b y 6 a 54 Mbps para 802.11g. El módulo funciona con alimentación de 3.3 V y con comunicación SPI, la conexión básica se muestra en la **Fig. 1. 30.**

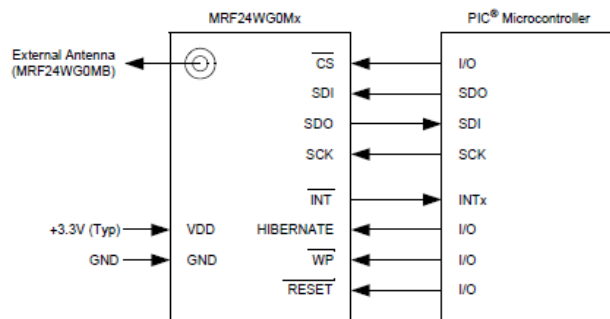


Fig. 1. 30.- Interfaz MRF24WG0MA/B a microcontrolador.

Como se comentó anteriormente estos módulos soportan el protocolo TCP-IP de Microchip. Este protocolo varía del modelo estándar pues modifica algunos protocolos con el fin de ahorrar memoria. Asimismo es igual para comunicaciones sobre cable como para comunicaciones inalámbricas con lo cual comparte librerías y funciones con implementaciones de control por Ethernet alambreado

como servidores inalámbricos. La **Fig. 1. 31** muestra un esquema comparativo de los dos modelos.

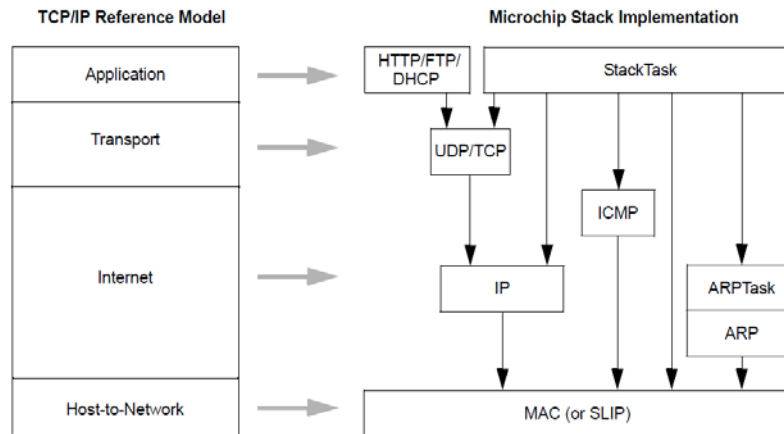


Fig. 1. 31.- Comparación del modelo TCP/IP de Microchip al modelo TCP/IP referencia, [90].

Debido a las limitaciones de memoria y capacidades de los microcontroladores se soportan diferentes topologías con los módulos Wi-Fi. Dentro de las posibles configuraciones se tiene:

- el sistema infraestructura que es cuando se configura el módulo para conectarse a un punto de acceso (*Access point AP*). Se conoce como configuración básica del servicio infraestructura (*Infrastructure Basic Service Set BSS*).
- Independent BSS (IBSS) o modo AD-HOC (en el cual crean conexiones tipo AD-HOC o punto a punto. Este sistema no es posible de usar con muchos dispositivos Android, ni en Windows 8 por lo cual se descarta.
- WiFi direct: Protocolo alternativo de comunicación punto a punto soportado por dispositivos Android pero no por la mayoría de ordenadores con comunicación wifi normal ni otros sistemas operativos de móviles.
- Soft Ap: Crea un punto de acceso virtual, en el momento de escritura de la tesis en las librerías solo es soportada la seguridad WEP la cual puede ser leída. Se mejorará en versiones futuras de la librería pero aún está bajo desarrollo.
- WPS (WiFi Protected Setup): Modo de configuración protegido el cual permite al usuario configurar y expandir la red Wi-Fi con seguridad. Se configura el nombre de la red SSID y la clave para el AP y/o cliente de la red soportando las soluciones

PIN (Personal Information Number) y PBC (Push Button Configuration), en los cuales se conecta el usuario al punto de acceso inalámbrico al dar el pin o presionar el botón correspondiente en los dispositivos que soportan esta tecnología.

En la **Fig. 1. 32** se muestran los diferentes modos de configuración de los módulos Wi-Fi, [91].

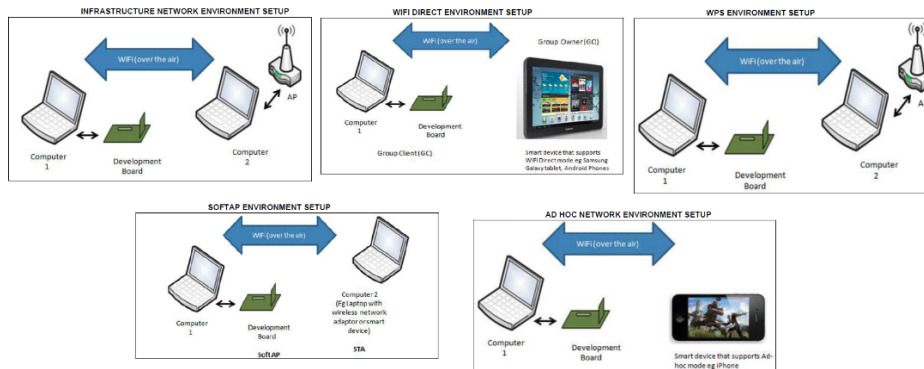


Fig. 1. 32.- Diferentes tipos de configuración del módulo MRF24WG0MA/B, [91].

Una vez aclarado el tipo de configuración se usa se puede ir a las librerías. En la librería de configuración es posible ir eligiendo los componentes, asimismo se cuenta con algunas herramientas propias de Microchip que facilitan el uso y carga de archivos. Para empezar se puede usar herramientas para configuración de archivos que nos crearan los elementos con la configuración deseada y de manejo gráfico. En la **Fig. 1. 33** se muestra la herramienta de ayuda de configuración del protocolo TCP/IP de Microchip.

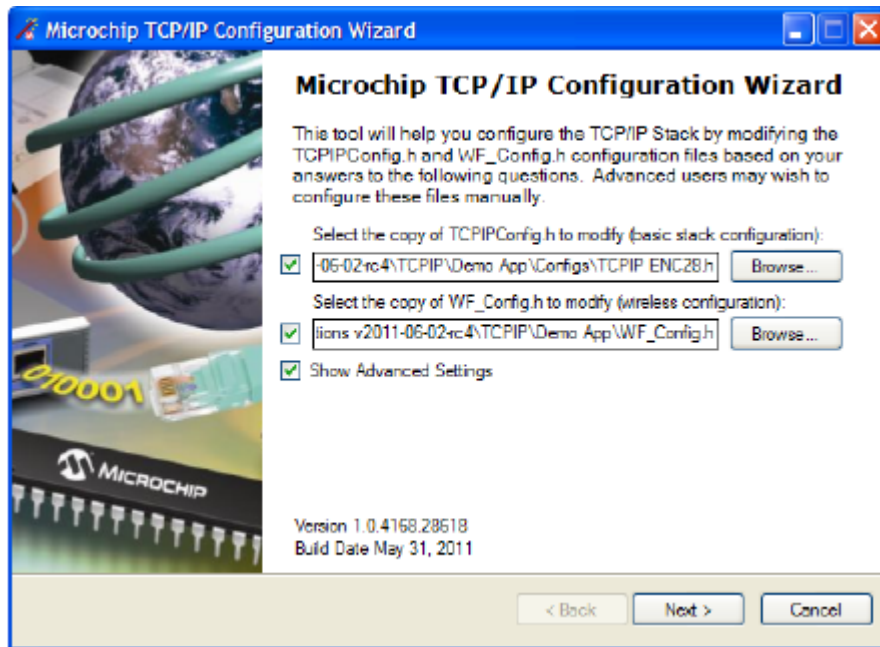


Fig. 1. 33.- Asistente de configuración gráfico de archivos para comunicaciones con protocolo TCP/IP de Microchip, [91].

Una vez configurado se deben realizar los archivos correspondientes en html, css y/o javascript. Asimismo son soportados comandos Ajax, ya que para el microcontrolador se cuenta con una memoria limitada. Para poder reducir el consumo se proveen archivos especiales para de encabezado y pie de página. Esto ahorrará espacio en el diseño de varias páginas web programadas en HTML. Por otra parte se cuenta con una herramienta de compresión de formato que permite realizar compilaciones de código y compresiones en formato MPFS2 para reducir el peso final en el dispositivo y poder almacenarlo de manera interna como de manera externa.

En la **Fig. 1. 34** se muestra la herramienta MPFS de Microchip. En ella podemos ver que se puede compilar código precompilado así como código HTML. El archivo principal debe tener el nombre Index.htm y el programa se encarga de elegir los archivos css javascript y todos los archivos vinculados. Como podemos ver existen diferentes métodos de salida, tanto para memoria SD como para memorias externas como EEPROM o RAM que sean base SPI así como para la memoria interna del micro, esto nos da la posibilidad de hacer páginas más completas.

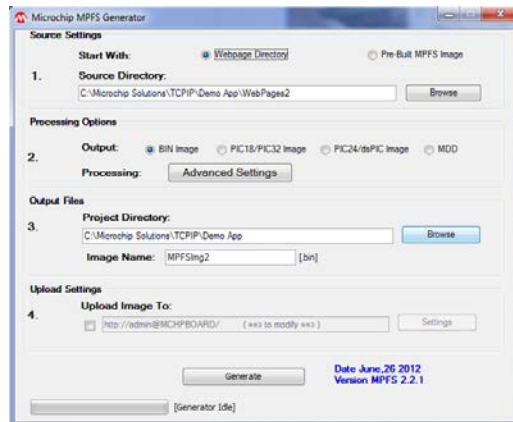


Fig. 1. 34.- Herramienta de compresión de archivos web en formato MPFS.

La opción ideal es usar la opción de archivos *.bin que se pueden cargar con la sección *upload settings* al servidor y reconfigurar remotamente los archivos de almacenado interno, siempre y cuando no se cambien las variables dinámicas. En caso de cambio se genera un archivo con las variables que se agrega al proyecto y se recompila posteriormente para que funcione correctamente.

La opción MDD puede ser lenta y dar algunos contratiempos, las opciones para memorias externas trabajan a 10 MIPS con tasas altas de refresco, las variables dinámicas se actualizan por medio de callbacks que se generan por variable.

Asimismo se puede cargar remotamente la página siempre que no haya cambios en los índices de las variables al recompilar la página por lo cual es actualizable. Este método de carga se ilustra en la **Fig. 1. 35** y puede ser desde un navegador o entorno MS-DOS o consola así como desde la utilidad *upload settings* de la herramienta de compresión.

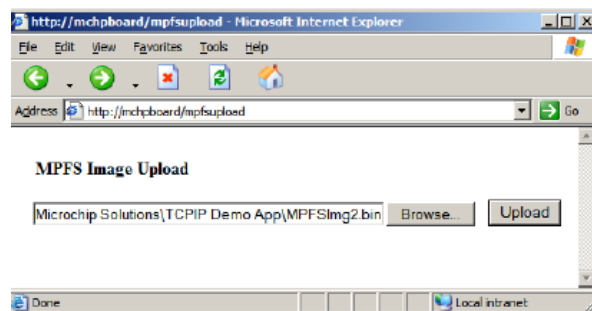


Fig. 1. 35.- Carga de páginas compiladas en formato bin para memorias externas, [91].

Finalmente en la Fig. 1. 36 muestra la estructura de manejo de archivos compresión y almacenamiento en un servidor HTTP2.

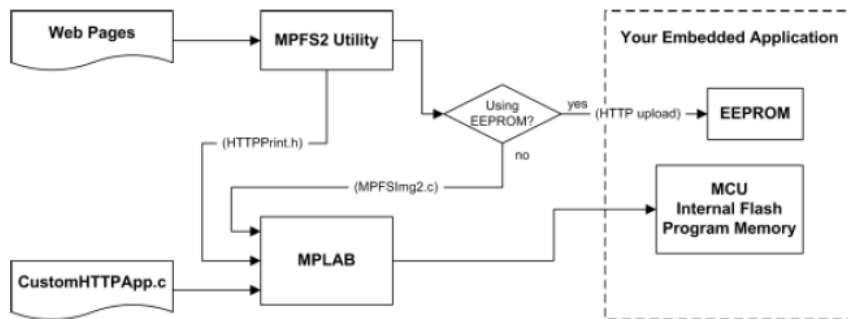


Fig. 1. 36.- Manejo de datos y compresión para servidores HTTP2, [91].

Como se puede ver existe un archivo llamado CustomHTTPApp.c el cual es el que contiene las *callbacks* o funciones a realizar cuando son llamadas las variables dinámicas en la página web, dichas variables son los datos a utilizar.

Normalmente los servidores web funcionan con métodos como GET y POST en los cuales se manejan los datos, para realizar accesos más eficientes y olvidarse un poco de los datos siendo llamados por interrupción. Se puede manejar bajo el estándar HTTP2 las variables dinámicas con un archivo que haga la función de colección de funciones y se ejecutan el hallar una variable en el código. Asimismo es más rápido y fácil la programación aunque es soportado aún el método GET y POST.

La colección completa de funciones así como el modo de depuración completo se muestran en la ayuda del stack Microchip TCP/IP, [91] el cual contiene los modos de configuración, archivos entre otros. Asimismo además del archivo CustomHTTPApp.c y los archivos creados por la herramienta gráfica de configuración y los índices es necesario crear un archivo *hardware profile* o perfil físico que describa las señales a usar con los pines dedicados para ello, la velocidad de reloj usada y la configuración del dispositivo, los archivos a soportar etc.

Todas las funciones y modos son soportados por el protocolo, aquí solamente se han descrito de manera breve las herramientas usadas para el diseño de la aplicación que se presentará más adelante.

A pesar de ser descrito un sistema HTTP2 este sistema soporta algunas características de HTML5 siempre y cuando el sistema que se conecte lo soporte. Como por ejemplo, en la aplicación se utiliza un fichero javascript para gráficas en las páginas web basado en canvas (característica HTML5 para manejo de gráficas y dibujos). Se soportan generación de elementos y controles con Ajax así como archivos descriptores css y funciones html recientes. Esto limita la cantidad de dispositivos con que es compatible dependiendo del código html.

1.7.- Referencias bibliográficas.

[1] J. Sánchez Moreno, “Diseño, fabricación, caracterización y estudio de aplicabilidad de un sensor de corriente eléctrica basado en tecnología válvula de espín y un detector de temperatura basado en rutenio”, Tesis Doctoral, Dep. Ingeniería Electrónica, Escuela Técnica Superior de Ingeniería, Mayo 2013, Universitat de València.

[2] J. Mayne, “Sensores, acondicionadores y procesadores de señal”, Documento de recopilación, Rev. 2, Silica (AVNet Division), 2003.

[3] M. Romera Rabasa, “Transporte dependiente de espín en estructuras de magnetorresistencia gigante con capas delgadas de gadolinio”, Tesis doctoral, Dep. Ingeniería Electrónica, E.T.S.I. Telecomunicación (Universidad Politécnica de Madrid), 2012.

[4] Ripka, P. “Electrical current sensor: A review”. Measur. Sci. Technol. 2010, 21.

[5] Meyer, M. “Chances of XMR-Sensors in Automotive Applications”. Proceedings of the 11th Symposium Magnetoresistive Sensors and Magnetic Systems, Wetzlar, Germany, 29-30 March 2011; pp. 107-114.

[6] muRata, “Magnetoresistive effect”, <http://www.murata.com/en-eu/products/sensor/magnetic/basic/effect>

[7] J. Navarro Hernández, “Síntesis y caracterización de óxidos magnetorresistivos del tipo $A_xSr_{2-x}FeMoO_6$ y su aplicación a un potenciómetro sin contactos”, Tesis Doctoral, Institut de Ciències de Materials de Barcelona, Univ. Autònoma de Barcelona, 2013.

- [8] Dibbern, U. Magnetoresistive Sensors. In Sensors: Magnetic Sensors; Boll, R., Overshott, K.J., Eds.; Wiley-VCH Verlag GmbH: Weinheim, Germany, 2008; Volume 5.
- [9] J. Nickel, "Magnetoresistance overview", Computer Peripherals Laboratory, HPL-95-60, Hewlett Packard June 1995.
- [10] M. N. Baibich, J. M. Broto, A. Fert, F. Nguyen Van Dau, F. Petroff, P. Eitenne, G. Creuzet, A. Friederich, J. Chazelas : "Giant magnetoresistance of (001)Fe/(001)Cr Magnetic Superlattices", Phys. Rev. Lett., vol. 61, pp. 2472-2475, 1988.
- [11] Coehoorn, R. "Giant magnetoresistance and magnetic interactions in exchange-biased spin-valves". Handb. Magnet. Mater. 2003, 15, 1–197.
- [12] M. Debenc, "Magnetoresistivity", Seminar, University Ljubljana, Faculty of mathematics and physics, February 2007.
- [13] A. Barthélémy, A. Fert, J-P. Contour, M. Bowen, V. Cros, J.M. De Teresa, A. Hamzic, J.C. Faini, J.M. George, J. Grollier, F. Montaigne, F. Pailloux, F. Petroff, C. Vouille, "Magnetoresistance and spin electronics", Journal of Magnetism and Magnetic Materials 242–245 (2002) 68–76.
- [14] Dieny, B.; Speriosu, V.S.; Gurney, B.A.; Parkin, S.S.P.; Wilhoit, D.R.; Roche, K.P.; Metin, S.; Peterson, D.T.; Nadimi, S. "Spin-valve effect in soft ferromagnetic sandwiches". J. Magn. Mater. 1991, 93, 101–104.
- [15] INESC Microsystems and Nanotechnologies (INESC-MN) and Institute for Nanosciences and Nanotechnologies, R. Alves Redol 9, Lisbon 1000-029, Portugal.
- [16] Sánchez, J.; Ramírez, D.; Cardoso, S.; Casans, S.; Navarro, A.E.; Freitas, P.P. "A non-invasive thermal drift compensation technique applied to a spin-valve magnetoresistive current sensor". Sensors 2011, 11, 2447–2458.
- [17] Gehanno, V.; Freitas, P.P.; Veloso, A.; Ferreira, J.; Almeida, B.; Sousa, J.B.; Kling, A.; Soares, J.C.; da Silva, M.F. "Ion beam deposition of Mn-Ir spin valves". IEEE Trans. Magnet. 1999, 35, 4361–4367.
- [18] Ikeda, S.; Hayakawa, J.; Ashizawa, Y.; Lee, Y.M.; Miura, K.; Hasegawa, H.; Tsunoda, M.; Matsukura, F.; Ohno, H. "Tunnel magnetoresistance of 604% at 300 K by suppression of Ta diffusion in CoFeB/MgO/CoFeB pseudo-spin-valves annealed at high temperature". Appl. Phys. Lett. 2008, 93, 082508.

- [19] Freitas, P.P.; Ferreira, R.; Cardoso, S.; Cardoso, F.; Freitas, P. "Magnetoresistive sensors". *J. Phys. Condens. Matter*. 2007, 19, 165221 (21pp).
- [20] INL-International Iberian Nanotechnology Laboratory, Av. Mestre José Veiga, Braga 4715-31, Portugal.
- [21] Lopes, A.; Cardoso, S.; Ferreira, R.; Paz, E.; Francis, L.; Sánchez, J.; Ramírez, D.; Ravelo, S.I.; Freitas, P.P. "MgO Magnetic Tunnel Junction Electrical Current Sensor with Integrated Ru Thermal Sensor". *Proceedings of the 12th Joint MMM/Intermag Conference, Chicago, IL, USA, 14–18 January 2013.*
- [22] S. Yuasa, D. D. Djayaprawira, "Giant tunnel magnetoresistance in magnetic tunnel junctions with a crystalline MgO(0 0 1) barrier", *J. Phys. D: Appl. Phys.* 40 (2007) R337–R354
- [23] D. S. Eastwood, "Grazing incidence X-Ray scattering from magnetic thin films and nanostructures." *Durham theses, Durham University.* Available at Durham E-Theses Online: <http://etheses.dur.ac.uk/27/>
- [24] S. Ikeda, J. Hayakawa, Y. Ashizawa, Y.M. Lee, K. Miura, H. Hasegawa, M. Tsunoda, F. Matsukura and H. Ohno, "Tunnel magnetoresistance of 604% at 300 K by suppression of Ta diffusion in CoFeBMgOCoFeB pseudo-spin-valves annealed at high temperature", *Appl. Phys. Lett.*, vol. 93, no. 8.
- [25] L. M. Portelinha Gameiro, "Magnetoresistive nanosensors with high spatial resolution for detecting ultra low magnetic fields", *Tesis de Master, Instituto Superior Técnico, Noviembre 2012.*
- [26] Liu Yukuai, Yin Yuewei and Li Xiaoguang, "Colossal Magnetoresistance Manganites and Related Prototype Devices", *Chinese Physics B*, Volume 22, Number 8, 43pp.
- [27] R. Fernández, E. Montebancho, H. Sánchez, R. Ochoa, A. Gutarra, "Estudio de la Magnetoresistencia colosal y el efecto Hall en la Manganita La_{0,8}Sr_{0,2}MnO₃" *Bistua: Revista de la Facultad de Ciencias Básicas*, vol. 9, núm. 2, 2011, pp. 39-42, Universidad de Pamplona, Pamplona, Colombia.
- [28] S. I. Ravelo, D. Ramírez, J. Sánchez, S. Cardoso, R. Ferreira, P. J. P. Freitas, "Fractional Modeling of the AC Large-Signal Frequency Response in Magnetoresistive Current Sensors", *Sensors* 2013, 13 (12), 17516-17533.
- [29] W. Kim, S. Luo, G. Lu, K. D. T. Ngo, "Integrated current sensor using giant magnetoresistive (gmr) field detector for planar power module", *Twenty-Eighth*

Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC 2013), March 17-21, 2013, Long Beach, California, 2498-2505.

[30] J. Sánchez, D. Ramírez, J. Amaral, S. Cardoso, P. P. Freitas, “Electrical ammeter based on spin-valve sensor”, *Review of Scientific Instruments*, 83, 105113 (2012).

[31] D. Ramírez Muñoz, J. Sánchez Moreno, S. Casans Berga, A. E. Navarro Antón, “Active power analog front-end based on a Wheatstone-type magnetoresistive sensor”, *Sensors & Actuators A* 169 (2011), 83-88.

[32] F. Stuesson, “Total ionization dose (TID) testing, Space Radiation and its Effects on EEE Components”, Notes of the course, EPFL Space Center, 9th June 2009.

[33] M. Mansour, C. Coillot, H. Jaffrès, F. Nguyen van Dau, A. Roux, “Magnetoresistive sensors for space instrumentation applications”, *Magnetoresistive sensors and magnetic systems*, 2nd Symposium, 29-30 March 2011, Wetzlar, 83-90.

[34] M. D. Michelena, W. Oelschlägel, I. Arruego, R. P. del Real, J. A. D. Mateos, J. M. Merayo, “Magnetic giant magnetoresistance commercial off the shelf for space applications”, *Journal of Applied Physics* 103, 07E912 (2008).

[35] R. Slatter, B. Goffin, “Magnetoresistive current sensors for high accuracy, high bandwidth current measurement in spacecraft power electronics”, *European space power conference*, 15-17 April 2014, Noordwijkerhout, The Netherlands.

[36] W. Göpel, J. Hesse, J. N. Zemel (ed.), *Sensors*, VCH, Weinheim, 1990.

[37] G. G. Ihas, L. Frederick, J. P. McFarland, “Low Temperature Thermometry in High Magnetic Fields”, *Journal of Low Temperature Physics* 1998, Vol 113, Iss 5-6, 963-968.

[38] I. Bat'ko, K. Flachbatt, M. Somora and D. Vanickq, “Design of RuO-based thermometers for the millikelvin temperature range”, *Cryogenics* 35 (1995) 105-108.

[39] Raffi Sahul, Vasil Tasovski, T.S. Sudarshan, “Ruthenium oxide cryogenic temperature sensors”, *Sensors and Actuators A* 125 (2006) 358–362.

- [40] R.W. Willekers, F. Mathu, H.C. Meijer, H. Postma, "Thick film thermometers with predictable R-T characteristics and very low magnetoresistance below 1 K", *Cryogenics* 30 (1990), 351–355.
- [41] S. Zhuiykov, D. O'Brien, M. Best, "Water quality assessment by an integrated multi-sensor based on semiconductor RuO₂ nanostructures", *Meas. Sci. Technol.* 20 (2009) 095201 (12pp).
- [42] R. Slatter, B. Goffin, "Magnetoresistive current sensors for high accuracy, high bandwidth current measurement in spacecraft power electronics", European space power conference, 15-17 April 2014, Noordwijkerhout, The Netherlands.
- [43] M. N. de Parolis, W. Pinter-Krainer, "Current and future techniques for spacecraft thermal control 1. Design drivers and current technologies", *ESA Bulletin*, 87, August 1996, 73-83.
- [44] NASA, *Goes I-M Databook*, DRL 101-08, rev. 1, 31 August 1996, pp. 44, 54.
- [45] Oldham, K.B.; Spanier, J. *The Fractional Calculus*; Dover Publications: New York, NY, USA, 2006.
- [46] Oldham, K.B. "A new approach to the solution of electrochemical problems involving diffusion". *Anal. Chem.* 1969, 41, 1904–1905.
- [47] Oldham, K.B.; Spanier, J. "The replacement of Fick's law by a formulation involving semidifferentiation". *J. Electroanal. Chem. Interfacial Electrochem.* 1970, 26, 331–341.
- [48] Muralidharan, V.S. "Warburg impedance—basics revisited. *Anti-Corros. Methods Mater.* 1997, 44, 26–29.
- [49] Grahme, D.C. "Mathematical theory of the Faradic admittance". *J. Electrochem. Soc.* 1952, 99, 370-385.
- [50] Cole, K.S.; Cole, R.H. "Dispersion and absorption in dielectrics: Alternating current characteristics". *J. Chem. Phys.* 1941, 9, 341–351.
- [51] Tang, C.; You, F.; Cheng, G.; Gao, D.; Fu, F.; Dong, X. "Modeling the frequency dependence of the electrical properties of the live human skull". *Physiol. Meas.* 2009, 30, 1293–1301.
- [52] Jesus, I.; Machado, J.; Cunha, J. "Fractional electrical impedances in botanical elements". *J. Vib. Control* 2008, 14, 1389–1402.

- [53] Biswas, K.; Sen, S.; Dutta, K.P., "A constant phase element sensor for monitoring microbial growth". *Sens. Actuators B* 2006, 119, 186–191.
- [54] Schäfer, I.; Krüger, K. "Modeling of coils using fractional derivatives". *J. Magnet. Magnet. Mater.* 2006, 307, 91–99.
- [55] Steiglitz, K. "An RC impedance approximation to $s^{-1/2}$ ". *IEEE Trans. Circuits Syst.* 1964, 11, 160-161.
- [56] Roy, S. "On the realization of a constant-argument immitance or fractional operator". *IEEE Trans. Circuits Syst.* 1967, 14, 264–274.
- [57] Westerlund, S., "Dead matter has memory". *Phys. Scripta* 1991, 43, 174–179.
- [58] Krishna, B.T.; Reddy, K.V.V.S. "Active and passive realization of fractance device of order $\frac{1}{2}$ ". *Act. Passiv. Electron. Compon.* 2008, 2008, doi:10.1155/2008/369421.
- [59] Radwan, A.G.; Elwakil, A.S.; Soliman, A.M. "Fractional-order sinusoidal oscillators: Design procedure and practical examples". *IEEE Trans. Circuits Syst. I* 2008, 55, 2051–2063.
- [60] Maundy, B.; Elwakil, A.S.; Gift, S., "On a multivibrator that employs a fractional capacitor". *J. Anal. Integr. Circuits Signal Process.* 2010, 62, 99–103.
- [61] Radwan, A.G.; Soliman, A.M.; Elwakil, A.S., "First order filters generalized to the fractional domain". *J. Circuits Syst. Comput.* 2008, 17, 55–66.
- [62] Radwan, A.G.; Elwakil, A.S.; Soliman, A.M., "On the generalization of second-order filters to the fractional-order domain". *J. Circuits Syst. Comput.* 2009, 18, 361–386.
- [63] Krishna, B.T., "Studies on fractional order differentiators and integrators: A survey". *Signal Process.* 2011, 91, 386–426.
- [64] Martínez, R.; Bolea, Y.; Grau, A.; Martínez, H., "Fractional DC/DC Converter in Solar-Powered Electrical Generation Systems". In *Proceedings of the 14th IEEE International Conference on Emerging Technologies & Factory Automation (EFTA'09)*, Palma de Mallorca, Spain, 22–25 September 2009; pp. 1475–1480.

- [65] Buller, S.; Karden, E.; Kok, D.; Doncker, R. "Modeling the dynamic behavior of supercapacitors using impedance spectroscopy". IEEE Trans. Ind. Appl. 2002, 38, 1622–1626.
- [66] Mauracher, P.; Karden, P.E. "Dynamic modelling of lead-acid batteries using impedance spectroscopy for parameter identification". J. Power Sources 1997, 67, 69–84.
- [67] Díaz, J.B.; Osler, T.J. "Differences of fractional order". Math. Comput. 1974, 28, 185-202.
- [68] Ortigueira, M.D. Fractional Calculus for Scientists and Engineers; Springer: Dordrecht, The Netherlands, 2011.
- [69] Haykin, S.; van Been, B. Signals and Systems; John Wiley & Sons: New York, NY, USA, 2003.
- [70] Podlubny, I. Fractional Differential Equations; Academic Press: New York, NY, USA, 1999.
- [71] Microchip, "16-Bit Language Tools Libraries Reference Manual", Doc. DS50001456J.
- [72] Tutorial: estándar IEEE-754, para representación de variables en formato de punto flotante, en 32 bits. <http://www.puntoflotante.net/IEEE-754.htm>
- [73] J. L. de la Fuente O'Connor, "Fundamentos de los algoritmos e Ingeniería Matemática", Universidad Politécnica de Madrid–Escuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales 2015. http://www.jldelafuenteoconnor.es/Clase_fundamentos_2015.pdf
- [74] "Introducción y errores", www.ehu.eus@pegonzalez@l.Teleco@apuntes@Tema1.pdf
- [75] Microchip: IEEE 754 Compliant Floating-Point Routines, Application Note, AN-575, microchip.com.
- [76] Texas Instruments, "FFT Implementation on the TMS320VC5505, TMS320C5505, and TMS320C5515 DSPs", Application Report, SPRABB6B-June 2010–Revised January 2013, www.ti.com

- [77] J. L. Posadas Yagüe, “Transformada Rápida de Fourier (FFT) e Interpolación en Tiempo Real, Informe interno, pp 1-35, Dpto. de Ingeniería de Sistemas, Control y Automática, Univ. Politécnica de Valencia, 1998.
- [78] Alonso Álvarez-Tostado, J. P., “Caracterización de fibras ópticas en el dominio del tiempo y de la frecuencia mediante el OTDR y MATLAB”. Tesis Licenciatura. Ingeniería en Electrónica y Computadoras. Departamento de Ingeniería Electrónica, Escuela de Ingeniería, Universidad de las Américas Puebla. Diciembre, 2003.
- [79] “Métodos rápidos para el cálculo de la TDF”, Dpto. de Ingeniería Eléctrica y Computadoras, Univ. Nacional del Sur, Materiales docentes, Bahía Blanca, Argentina. <http://www.ingelec.uns.edu.ar/pds2803/Materiales/Cap12/12-Cap12.pdf>
- [80] P. Lezaña Illesca, “Lectura 5: Transformada rápida de Fourier FFT”, Departamento de Electrónica, Universidad Técnica Federico Santa María, Mayo 2005.
- [81] D. Flowers, Y. Yang, “Microchip MiWi™ Wireless Networking Protocol Stack”, AN-1066, Microchip.
- [82] E. E. Flores Carbajal, “Redes de Sensores inalámbricas aplicadas a la medicina”, Tesis de Máster, Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación, Univ. de Cantabria, Octubre 2012.
- [83] Observatorio Industrial del Sector de la Electrónica, Tecnologías de la Información y Telecomunicaciones, “Redes de sensores. Aplicaciones para Control automático de edificios.”, FEDIT Centros Tecnológicos de España, Enero 2010.
- [84] R. Faludi, “Building wireless Sensor Networks”, Ed. O’Reilly, Beijing, 2011.
- [85] Digi Internacional Inc., “XBee / XBee Pro RF modules”, Product Manual v1.xEx - 802.15.4 Protocol, 90000982_B, 2009.
- [86] R. Hernández Aquino, “Diseño, simulación y construcción de antenas tipo parche para bluetooth y WI-FI, bandas 2.4 GHz y 5.8 GHz”, Universidad de las Américas, Puebla, Escuela de Ingeniería y Ciencias, Departamento de Computación, Electrónica y Mecatrónica, Mayo 2008.
- [87] Digi Internacional Inc., “X-CTU Configuration and Test Utility Software”, Manual, 2008, www.digi.com

[88] M. Grierson ,“XBee Tech Tip: Using Remote AT Commands to Toggle an IO on a Remote XBee”, Digi Internacional Inc. Posted on: May 26th, 2015 by Susan Rives Horridge.

[89] Microchip,“MRF24WG0MA/MB Data Sheet 2.4 GHz IEEE 802.11b/g™”, www.microchip.com.

[90] N. Rajbharti, “The Microchip TCP/IP Stack”, AN-833, www.microchip.com.

[91] Microchip, “Microchip MRF24W Getting Started Guide for MRF24WB0MA/B, MRF24WG0MA/B for MLA v5”, doc. DS52108A, 2013, www.microchip.com

Capítulo 2

Fabricación de los sensores

La micro-fabricación de los sensores se realizó en las instalaciones del INESC-MN, [1], para ello se siguió el protocolo de fabricación que consta de los pasos más comunes en ese entorno y que son:

- Preparación del sustrato.
- Definición de los sensores TMR SV magnetorresistivos.
- Definición del sensor termorresistivo de Ru.
- Definición de pistas y contactos.
- Pasivación y apertura de contactos.
- Protección, troceado y templado, [2].

Para fines prácticos reunimos esos pasos en dos en los que se explica brevemente el proceso a seguir tanto en el sensor de corriente magnetorresistivo como en el termorresistivo de rutenio.

2.1.- Sensor de corriente magnetorresistivo.

Se realiza antes una preparación del sustrato a ser usado, se trata de obleas de silicio de 6 pulgadas de diámetro. Estas se preparan en un baño húmedo para poder depositar una capa de Al_2O_3 de 500 Å como se muestra en la **Fig. 2. 1**.

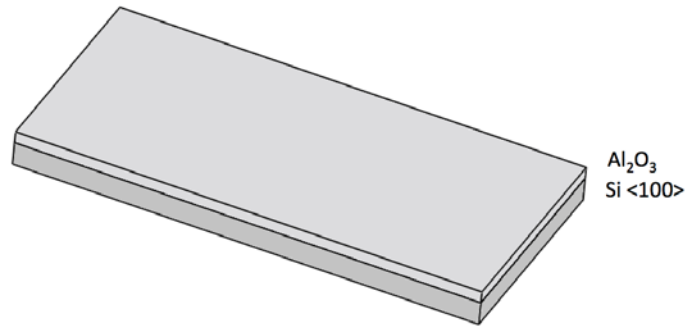


Fig. 2. 1.- Substrato preparado.

A continuación se deposita la estructura multicapa del sensor. En este caso la estructura se compone de capas de materiales de espesores nanométricos, más concretamente: Si / 1000 SiO₂ / 5 Ta / 15 Ru / 5 Ta / 15 Ru / 5 Ta / 5 Ru / 20 IrMn / 2 CoFe₃₀ / 0.85 Ru / 2.6 CoFe₄₀B₂₀ / MgO 4x74 / 2 CoFe₄₀B₂₀ / 0.21 Ta / 4 NiFe / 0.20 Ru / 6 IrMn / 2 Ru / 5 Ta / 10 Ru, esta estructura se representa en la **Fig. 2. 2**.

Sensor TMR-SV (No a escala)

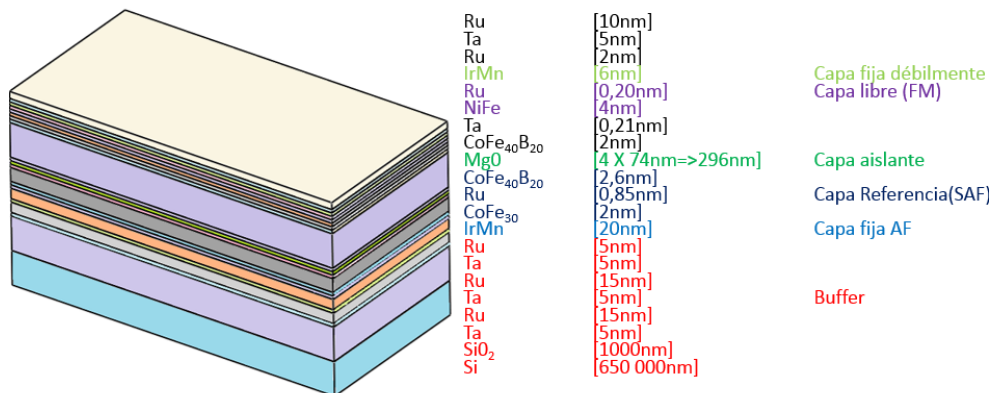


Fig. 2. 2.- Estructura multicapa de un elemento magnetorresistivo.

La estructura multicapa se ha realizado mediante técnica de deposición por haz iónico (Ion Beam Deposition-IBD) y para obtener la respuesta eléctrica deseada se realiza con la deposición ortogonal de la capa libre y la capa fija. La apariencia física de la estructura viene representada en la Fig. 2. 3.

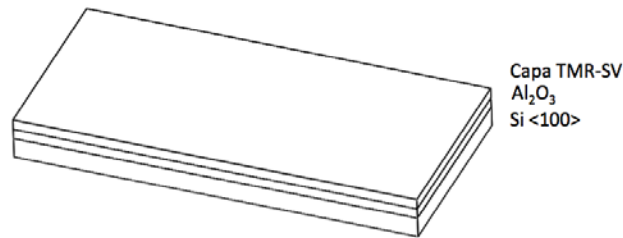


Fig. 2. 3.- Deposición de la capa TMR-SV.

En la parte superior se deposita una capa de pasivación que sirve a la vez de protección previniendo daños físicos o químicos, esta capa es de Ti₁₀W₉₀ (N₂) y actuando como antirreflejante en el proceso siguiente que es el de fotolitografía. Esto se puede ver en la **Fig. 2. 4.**

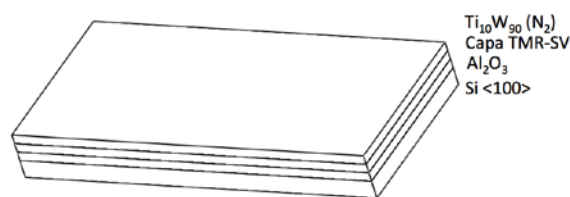


Fig. 2. 4.- Capa de pasivación.

Para la generación de los elementos sensores se usa fotolitografía por lo cual se pone una capa de fotorresistencia. Sobre ella se definen los patrones fotolitográficos de los pilares principales de sensores de 2 μm x 30 μm en arreglos serie de 15 por 24 elementos. Estos patrones se pueden ver en la **Fig. 2. 5.**

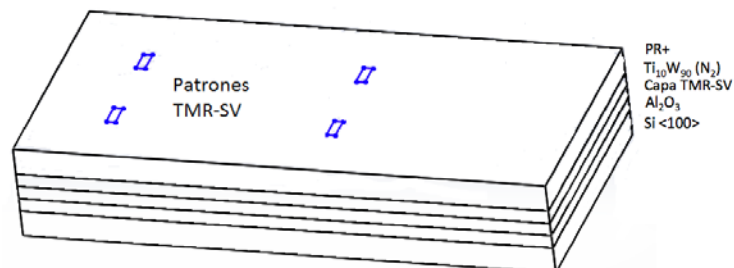


Fig. 2. 5.- Transferencia de los elementos TMR-SV.

Se elimina el material fotorresistivo de las áreas expuestas a la luz utilizando un revelador. Los sensores magnéticos quedan definidos tras eliminar el material no

protegido por la capa fotorresistiva. Se erosiona la muestra con iones proyectados con ángulo de 60° dando como resultado la definición de los elementos TMR-SV mostrada en la **Fig. 2. 6**.

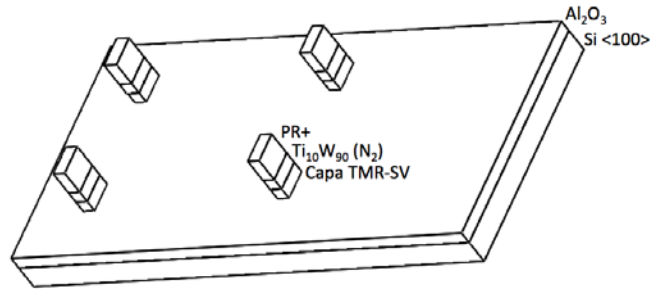


Fig. 2. 6.- Definición de los elementos TMR-SV.

Después, para terminar el proceso de fotolitografía se elimina el material fotorresistivo en un líquido (Microstrip 2001) y sumergiendo el sensor en un baño ultrasónico. Tras esto se tiene el sensor magnetorresistivo mostrado en la **Fig. 2. 7**.

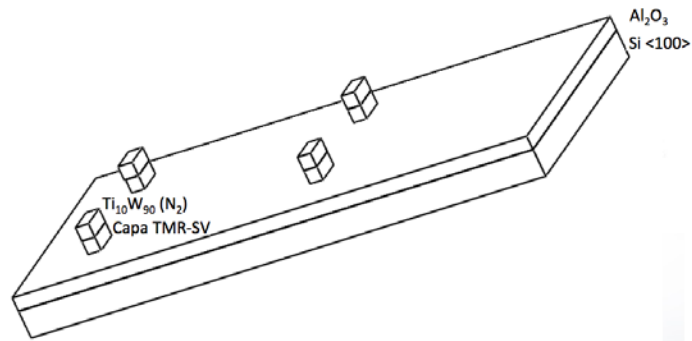


Fig. 2. 7.- Elementos TMR-SV sin material fotorresistivo.

La **Fig. 2. 8** muestra cual es la estructura del sensor de corriente TMR fabricado.

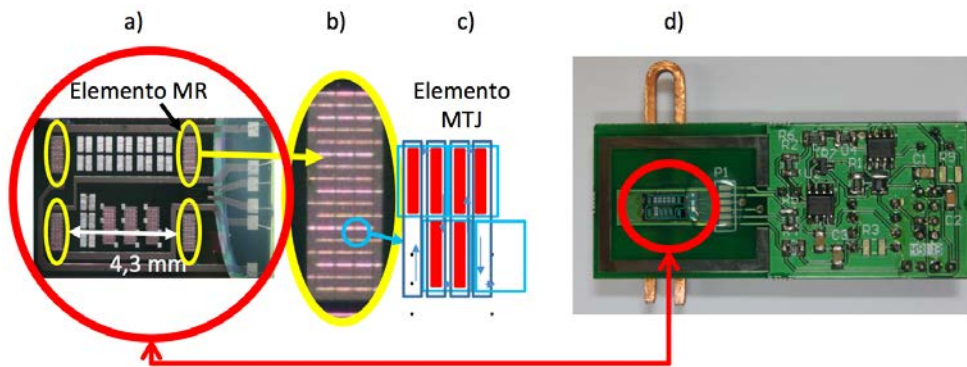


Fig. 2. 8.- Sensor de corriente TMR: a) Topología en puente de Wheatstone, b) Elemento TMR (360 elementos MTJ en serie), c) Elemento MTJ, d) Sensor TMR en PCB para medida de corriente.

A partir de este punto se comienza con la definición del sensor termorresistivo de rutenio.

2.2.- Sensor termorresistivo de Rutenio.

A diferencia de los sensores magnetorresistivos se comienza con la deposición de material fotorresistivo seguido de una deposición de rutenio, en la **Fig. 2. 8** se observa la deposición del material fotorresistivo.

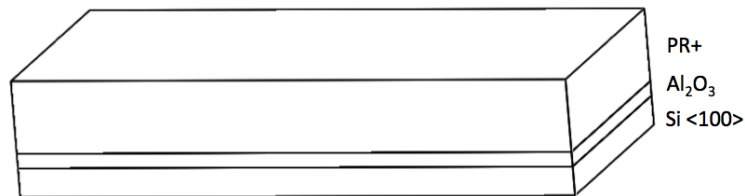


Fig. 2. 9.- Deposición de material fotorresistivo para el sensor termorresistivo de Rutenio.

En la **Fig. 2. 9** se observa la deposición del rutenio por proceso de deposición por haz iónico (IBD), definido por lift off o arrancado [2] para marcado y establecido al eliminar el material fotorresistivo.

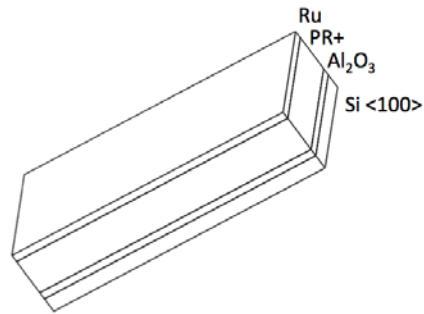


Fig. 2. 10.- Deposición de la capa de Rutenio.

Finalmente tras eliminar el material fotorresistivo tenemos el sensor definido. En la **Fig. 2. 10** se muestra el sensor termorresistivo de rutenio con los pilares magnetorresistivos.

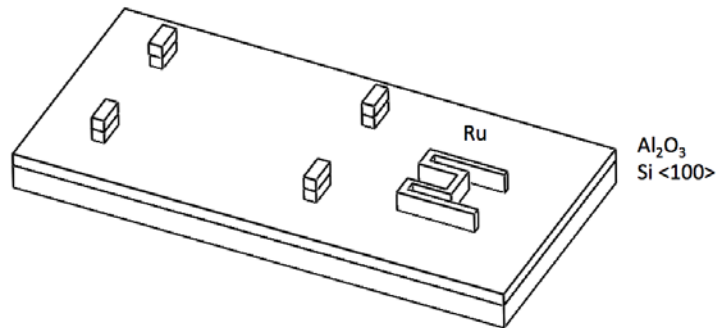


Fig. 2. 11.- Sensor termorresistivo de Rutenio.

Una vez definidos los sensores magnetorresistivos y el sensor termorresistivo de rutenio se procede a hacer los contactos y las conexiones que se denominan metalizado. En la **Fig. 2. 12** se puede ver la conexión o metalizado y los contactos, protegidos por capa de TiWN₂ de 150 Å con el subsecuente lift-off y limpiado.

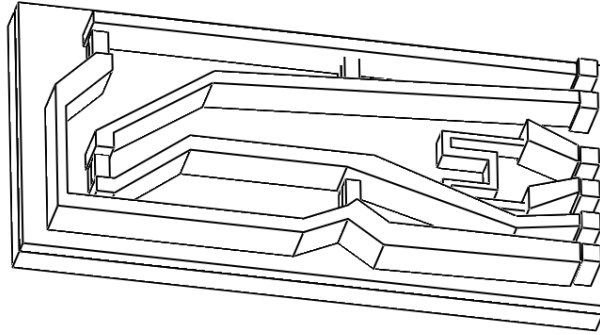


Fig. 2. 12.- Metalizado y conexiones.

Finalmente la pasivación se realiza usando 3000 Å de capa de Si_3N_4 depositado por deposición de vapor químico asistido por plasma a 300° C, 850 mTorr con flujo de gases (SiH_4 , NH_3 y N_2) sobre la oblea de silicio. Se usó reactivo de arrancado por plasma a 140 mTorr con flujo de gases de Ar, CF_4 y O_2 para definir los orificios de los pads de contacto sobre la capa dieléctrica. Esto se puede ver en la fotografía del sensor en la Fig. 2. 13.

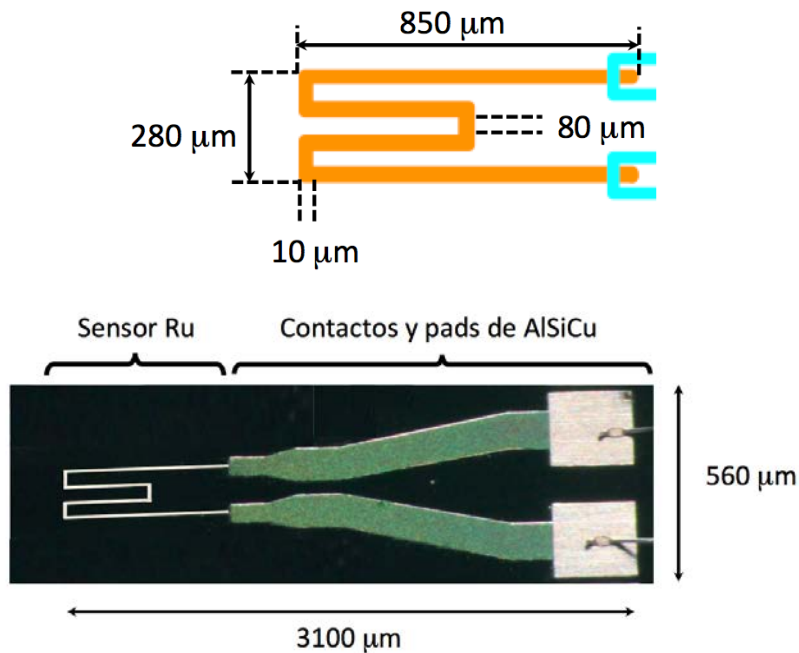


Fig. 2. 13.- Dimensiones físicas y fotografía de la termorresistencia de Ru.

2.3.- Referencias bibliográficas.

[1] INESC Microsystems and Nanotechnologies (INESC-MN) and Institute for Nanosciences and Nanotechnologies, R. Alves Redol 9, Lisbon 1000-029, Portugal.

[2] J. Sánchez Moreno, “Diseño, fabricación, caracterización y estudio de aplicabilidad de un sensor de corriente eléctrica basado en tecnología válvula de espín y un detector de temperatura basado en rutenio”, Tesis Doctoral, Departamento de Ingeniería Electrónica, Universitat de València, Noviembre, 2013.

[3] R. Ferreira, S. Cardoso, P. Freitas, R. Petrova, S. McVitie, “Impact of MgO Deposition Conditions on the texture of Adjacent CoFeB Layers using Ion Beam Assisted Deposition”, J. Appl. Phys., 111, 07c117 (2012).

Capítulo 3

Caracterización física

En el presente capítulo se muestra el equipamiento necesario utilizado para obtener las características de respuesta físicas de los elementos magnetorresistivos diseñados para conformar un sensor de corriente.

Se presenta el cambio resistivo y el cambio en % MR para un elemento magnetorresistivo y para un arreglo serie de 360 elementos que son los elementos que integran el puente de Wheatstone sensor.

3.1.- Dispositivo experimental y método.

Esta prueba se realiza con el banco de pruebas del INESC-MN de Lisboa, [1], [2] que nos permite las pruebas en sensores microfabricados o sensores con conexiones visibles en chip o placas de circuito impreso gracias a las puntas de prueba montadas en microposicionadores de 10 μm de resolución. Se requiere por tanto de la ayuda de una lupa estereoscópica para ver cuando ya se ha hecho contacto, dicho banco se muestra en la **Fig. 3. 1**.

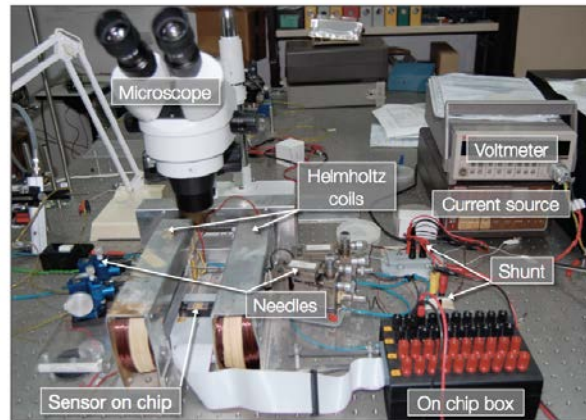


Fig. 3. 1.- Fotografía del banco de pruebas de campo magnético variable del INESC-MN.

Las características de magnetización se obtienen tomando medidas del sensor o elemento a analizar bajo las diferentes intensidades de campo magnético, generado por bobinas de Helmholtz alimentadas por una fuente de potencia bipolar BOP 50-4 del fabricante Kepco.

En el banco se cuenta con fuente de corriente para polarización de sensores así como voltímetros de medida para adquirir los datos generados. Todo se conecta a un ordenador vía GPIB y por medio de un software desarrollado por el INESC-MN, que permite establecer algunos parámetros como la intensidad del campo magnético, el almacenado de las mediciones en formato texto o la recuperación de los datos de texto para su posterior análisis de curvas y características.

Para conocer el comportamiento del sensor se realizaron barridos en el rango de -141 Oe a 141 Oe de manera no lineal con mayor resolución en bajos campos y menor resolución en los campos más altos para poder ver de mejor manera la característica R-H del elemento a medir sin almacenar cantidades excesivas de datos.

3.2.- Resultados Experimentales.

El sensor de corriente magnetorresistivo está configurado por cuatro magnetorresistencias asociadas en puente de Wheatstone. Dos de ellas sensibles al campo magnético externo y las otras dos con sensibilidad opuesta. La **Fig. 3. 2** muestra de forma esquemática la topología del sensor y la dependencia de cada resistencia con el campo magnético.

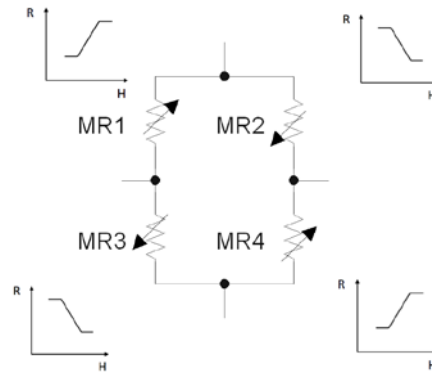


Fig. 3. 2.- Sensor de corriente TMR en puente de Wheatstone y dependencia con el campo magnético.

La **Fig. 3. 2** muestra la característica física R-H de dos elementos magnetorresistivos TMR-SV que ofrecen variaciones opuestas de sus resistencias con el campo magnético. Las dimensiones de los sensores son de $2 \mu\text{m} \times 30 \mu\text{m}$ y se polarizaron a tensión constante de 5 mV.

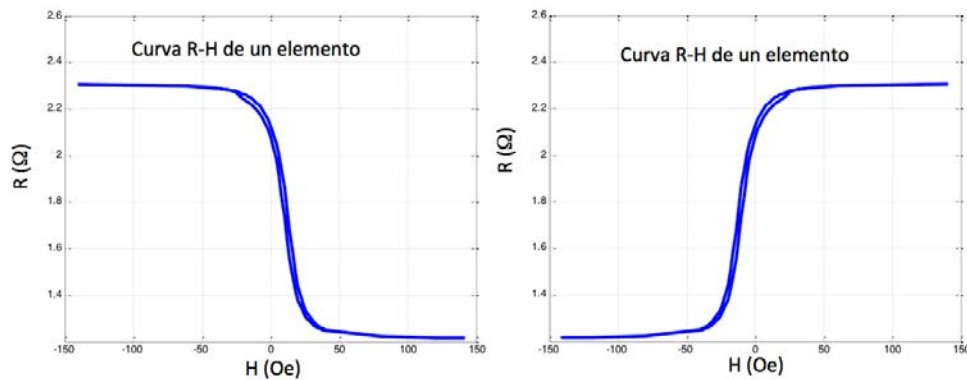


Fig. 3. 3.- Curva de variaciones de resistencia respecto al campo magnético aplicado para dos elementos TMR.

Con este campo se calcula automáticamente el % MR de un elemento para tener una referencia teniendo 0% de cambio en el valor mínimo y con la variación del máximo se calcula el porcentaje de cambio. Esto se representa en las curvas de la **Fig. 3. 3.**

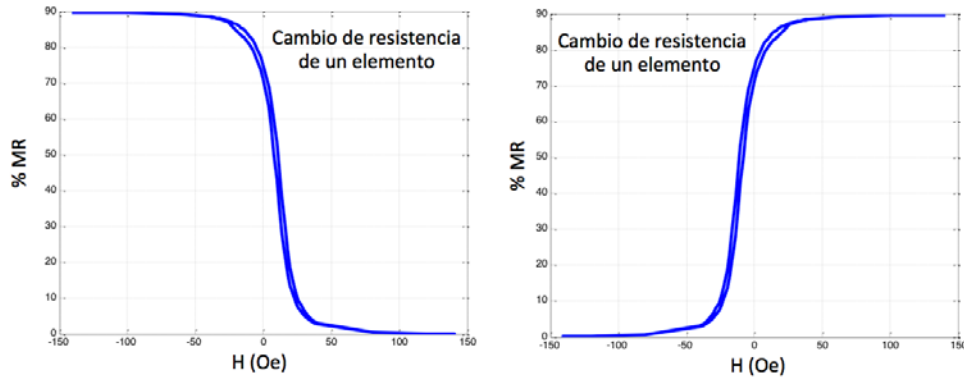


Fig. 3. 4.- Cambio de %MR de dos elementos frente a cambios de campo magnético.

Una vez obtenido esto, se procede a medir un arreglo de 360 elementos, polarizado con 5 mV cada elemento y todo el arreglo se polariza con 1800 mV obteniendo con un barrido similar al anterior la curva mostrada en la **Fig. 3. 4.**

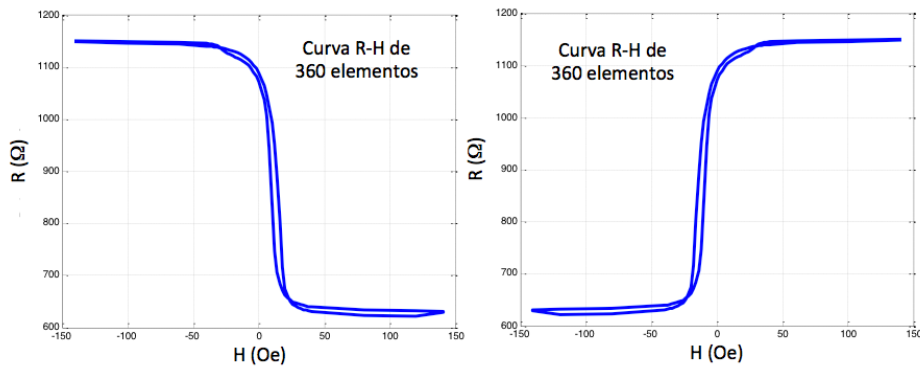


Fig. 3. 5.- Curva de variaciones de resistencia para dos grupos de 360 elementos conectados en serie respecto al campo magnético aplicado.

Del programa se obtiene también un %MR a modo de referencia para elemento magnetorresistivo, en este caso en la figura 3.5 se muestra dichas curvas.

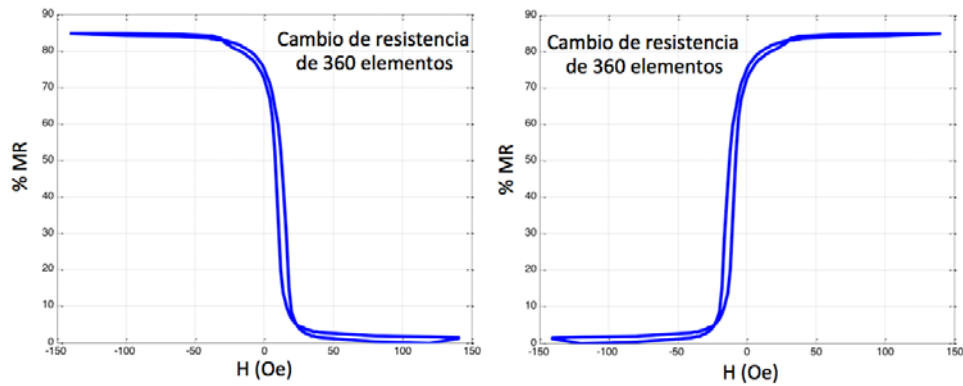


Fig. 3. 6.- Cambio de %MR en dos grupos de 360 elementos conectados en serie frente a cambios de campo magnético.

De lo anterior podemos ver que los sensores están desplazados del centro y cuentan con un nivel de histéresis bajo así como un nivel de offset, estos parámetros pueden influir en las medidas por lo cual se debe compensar la respuesta de los elementos que compondrán el sensor microfabricado.

Puede observarse que el % MR disminuye sensiblemente del elemento MR al arreglo MR (de un 90% a un 80% aproximadamente), ello es debido a los contactos óhmicos que se establecen, siendo no obstante el % MR final de un valor elevado.

3.3.- Referencias bibliográficas.

[1] INESC Microsystems and Nanotechnologies (INESC-MN) and Institute for Nanosciences and Nanotechnologies, R. Alves Redol 9, Lisbon 1000-029, Portugal.

[2] J. Sánchez Moreno, “Diseño, fabricación, caracterización y estudio de aplicabilidad de un sensor de corriente eléctrica basado en tecnología válvula de espín y un detector de temperatura basado en rutenio”, Tesis Doctoral, Departamento de Ingeniería Electrónica, Universitat de València, Noviembre, 2013.

Capítulo 4

Propuesta de un método para la medida no invasiva de las resistencias de un puente de Wheatstone resistivo

Las cuatro resistencias en un sensor de tipo resistivo en puente de Wheatstone tienen incertidumbre (tolerancia) debido a las incertidumbres inherentes en el proceso de fabricación. Hay diferentes casos descritos en el estado de la técnica ([1] a [3]). Por ejemplo, en algunos puentes de galgas extensométricas los dos elementos activos se depositan en un sustrato distinto al que se encuentran los dos elementos de referencia por lo que aparecen discrepancias en el valor de los elementos resistivos asociados a esta diferencia. De igual forma, el autocalentamiento también es una fuente de discrepancia en el valor de los elementos del puente pues estos pueden estar sometidos a diferente gradiente térmico en el sustrato, una vez se alimenta el puente sensor.

Desviaciones en la geometría del elemento resistivo, variaciones en la resistencia de las metalizaciones, de los pads de contacto o estrés mecánico son también fuentes de desbalanceo en el valor de las cuatro resistencias de un sensor en puente de Wheatstone.

La medida de los cuatro elementos en un sensor resistivo en puente de Wheatstone ha sido analizada desde diferentes puntos de vista. Por ejemplo, en [4] se utilizan técnicas de procesamiento analógico o en [5] y [6] técnicas de procesamiento con inteligencia digital.

En este capítulo se describe una técnica de medición para obtener el valor correcto de los cuatro elementos en un puente de Wheatstone resistivo sin la necesidad de separar las conexiones físicas existentes entre ellos. Se presentan tres soluciones electrónicas: basado en una unidad de alimentación y medida (SMU), en el uso de componentes electrónicos discretos y mediante el uso de relés controlados. La técnica propuesta brinda la posibilidad de conocer el desequilibrio o la tolerancia entre los elementos resistivos del puente. Ello puede ser de utilidad práctica en la determinación del factor de rechazo en modo común (CMRR) asociado al puente sensor, [7] o en procesos de control de calidad en la fabricación de sensores configurados en puente de Wheatstone. Los resultados experimentales se tomaron en varios puentes de Wheatstone. En primer lugar con puentes resistivos configurados con resistencias discretas y finalmente con sensores magnetorresistivos integrados en puente de Wheatstone. En estos últimos el método es de especial utilidad pues permite conocer el valor de los elementos resistivos por separado.

4.1.- Planteamiento del problema.

El problema de la medida de los elementos resistivos en un sensor en puente de Wheatstone es la imposibilidad de medirlos individualmente una vez el sensor es microfabricado.

Si se utiliza un método convencional de medida de resistencias (utilizando un óhmetro) se comete un error sistemático debido a la conexión en paralelo con la resistencia de interés de la asociación serie de los restantes tres elementos (**Fig. 4. 1**).

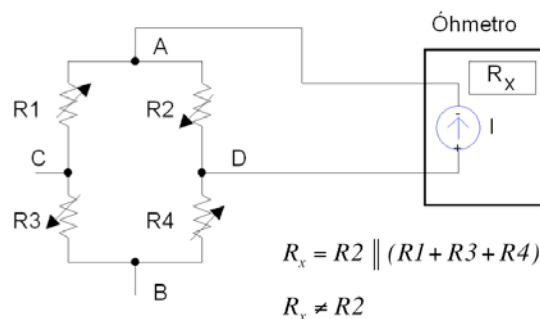


Fig. 4. 1.- Error sistemático producido mediante uso de un óhmetro en la medida de R2.

De esta forma, en lugar de medir los elementos R1, R2, R3 y R4 se miden los valores dados respectivamente por:

$$R_{AC} = R1 \parallel (R2 + R3 + R4)$$

$$R_{AD} = R2 \parallel (R1 + R3 + R4)$$

$$R_{BD} = R3 \parallel (R1 + R2 + R4)$$

$$R_{BC} = R4 \parallel (R1 + R2 + R3) \quad (4.1)$$

4.2.- Método de medida y soluciones propuestas.

El método que se propone está basado en la inyección de una corriente I de valor conocido por la resistencia a determinar y la medida de la caída de tensión V que se produce en ella (**Fig. 4. 2**). Es importante comentar que la presencia de los dos amplificadores operacionales (configurados como seguidores de tensión) forzarán que no circule corriente por las resistencias adyacentes a la de interés (en la **Fig. 4. 2**, las resistencias R1 y R4). De esta forma toda la corriente I circulará por completo a través de la resistencia incógnita (R2) retornando hacia la fuente de corriente. La caída de tensión en ella será medida por la unidad SMU o por un voltímetro digital convencional.

El resto de las resistencias del puente sensor pueden medirse de la misma forma mediante rotación conjunta de los terminales de conexión de la fuente de corriente, el voltímetro y los amplificadores operacionales.

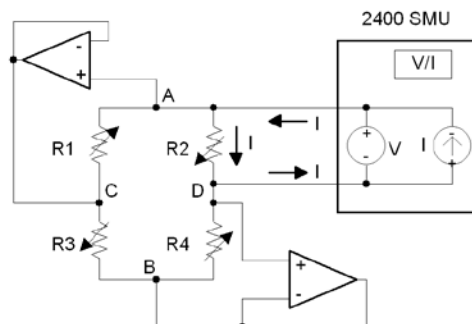


Fig. 4. 2.- Técnica de medida propuesta utilizando una unidad de alimentación y medida (SMU).

Se proponen tres configuraciones para implementar la técnica de medida. La primera de ellas utiliza una unidad de alimentación y medida y ha quedado recogida en la Fig. 4. 2, [8]. En el experimento realizado se ha utilizado la unidad SMU 2400 de la firma Keithley. Esta se ha configurado como fuente de corriente y voltímetro de medida (**Fig. 4. 3**).

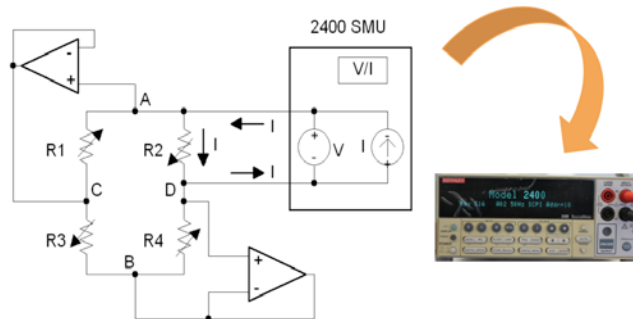


Fig. 4. 3.- Propuesta del método mediante SMU 2400 de Keithley.

El fabricante garantiza en el instrumento un mínimo de $10 \text{ G}\Omega$ de resistencia de entrada, valor que es suficiente para despreciar el error por efecto de carga. Se ha configurado para generar 1 mA de corriente y medir simultáneamente la tensión en sus terminales de sensado. El equipo divide ambas lecturas (tensión y corriente) representando en pantalla la resistencia desconocida del puente.

Si no se dispone de una unidad SMU es posible reproducir el método propuesto mediante el diseño de una fuente de corriente con componentes electrónicos discretos y midiendo la caída de tensión con un voltímetro digital convencional (**Fig. 4. 4**).

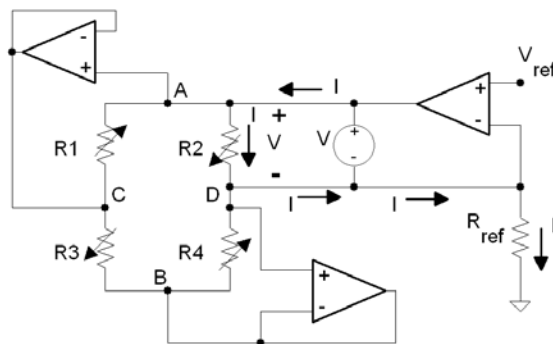


Fig. 4. 4.- Técnica de medida propuesta mediante una fuente de corriente diseñada y un voltímetro digital convencional.

En este caso la corriente I que circula por la resistencia incógnita viene fijada por la referencia de tensión V_{ref} y el valor de la resistencia R_{ref} a través de la expresión:

$$I = \frac{V_{ref}}{R_{ref}} \quad (4.2)$$

A partir de la **Fig. 4. 4** el valor del elemento resistivo R_2 puede obtenerse mediante la expresión:

$$R_2 = \frac{V}{I} = \frac{V \cdot R_{ref}}{V_{ref}} \quad (4.3)$$

Donde V es la caída de tensión en la resistencia R_2 medida por el voltímetro digital. Esta solución tiene las limitaciones impuestas por los desequilibrios en DC del amplificador operacional utilizado para implementar la fuente de corriente (tensión de offset y corrientes de polarización). Sin embargo puede ser minimizado si se emplean operacionales de tipo electrométrico como los modelos OPA129 ó LMC6001. El tercer circuito que se propone para reproducir la técnica de medida se muestra en la **Fig. 4. 5**.

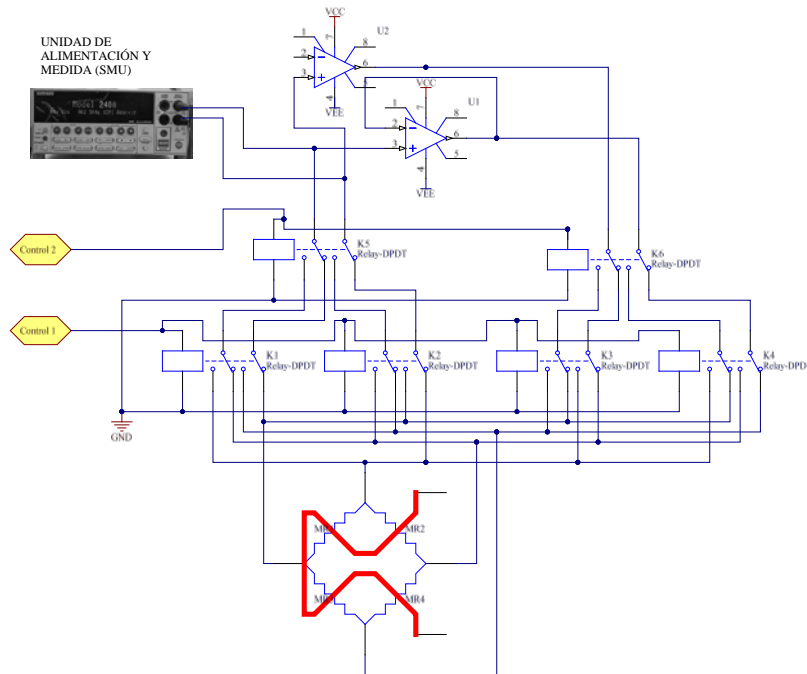


Fig. 4. 5.- Esquema de conexión propuesto con SMU y conexión por medio de relés para la medición de los elementos del puente de Wheatstone resistivo.

Las líneas marcadas como Control 1 y Control 2 pueden controlar con dos pulsadores el estado de apertura y cierre de los relés. También si se desea automatizar el proceso se puede crear un instrumento virtual y utilizar una tarjeta de adquisición que permita leer la tensión y usar una fuente de corriente, o bien el sistema de alimentación y medida. La **Tabla 1** muestra las posibles combinaciones que se pueden tener con las líneas de control. La tabla está relacionada con los elementos resistivos del puente MR1 a MR4 de la **Fig. 4. 5**.

Tabla 1.- Estado de las señales de control para la medida de los elementos resistivos.

Estado lógico Control 1	Estado lógico Control 2	Elemento a medir
0	0	MR2
0	1	MR4
1	0	MR3
1	1	MR1

El circuito tiene la ventaja de poder cambiar de forma sencilla las conexiones de los equipos de medida, sensor y amplificadores operacionales por medio de dos señales lógicas que gobiernan el estado de apertura y/o cierre de los interruptores relés.

4.3.- Metodología y resultados experimentales.

Los resultados experimentales que se presentan fueron obtenidos utilizando la unidad SMU 2400 de la firma Keithley de acuerdo a la solución propuesta de la **Fig. 4. 3**. Se ensayaron cuatro puentes de Wheatstone resistivos, dos de ellos utilizando resistencias discretas de bajo y alto valor óhmico y dos puentes magnetorresistivos microfabricados (sin acceso a cada uno de los elementos resistivos del puente). El primero de ellos basado en el efecto magnetorresistivo gigante (GMR) y el segundo en el efecto túnel magnetorresistivo (TMR). Se seleccionó una corriente de inyección de 1 mA para los tres primeros puentes mientras que para el cuarto se seleccionó una corriente de 1 μ A al tratarse de un puente de alta resistencia de entrada (del orden de los 100 k Ω).

Las tablas Tabla II a Tabla V recogen los resultados experimentales obtenidos. Tabla II y Tabla III se refieren a dos puentes resistivos construidos mediante resistencias reales con tolerancia del 1%. Las columnas de la parte izquierda de las tablas muestran el valor real de las resistencias, la lectura recogida por el equipo SMU con el método propuesto y a continuación el error relativo asociado. Las columnas de la parte derecha recogen las lecturas de un óhmetro convencional al leer la resistencia entre los terminales de conexión del puente resistivo (lectura errónea) y el error cometido respecto del valor real medido del elemento resistivo.

Tabla II.- Resultados experimentales en un puente de Wheatstone resistivo con elementos de baja resistencia de elementos separables (tolerancia 1%).

Puente de baja resistencia con elementos discretos (1%)						
Valor real (Ω)	Método propuesto (SMU, Ω)	Error relativo (%)	Método convencional (óhmetro, Ω)	Error relativo (%)		
R1	300.096	299.867	0.1	R _{AC}	228.651	23.8
R2	360.411	358.284	0.6	R _{AD}	257.361	28.6
R3	330.405	329.236	0.4	R _{BD}	243.799	26.2
R4	269.603	268.748	0.3	R _{BC}	211.939	21.4

Tabla III.- Resultados experimentales en un puente de Wheatstone resistivo con elementos de alta resistencia de elementos separables.

Puente de alta resistencia con elementos discretos (1%)						
Valor real ($k\Omega$)	Método propuesto (SMU, $k\Omega$)	Error relativo (%)	Método convencional (óhmetro, $k\Omega$)	Error relativo (%)		
R1	5.28743	5.27503	0.2	R _{AC}	3.96066	25.1
R2	5.28065	5.22396	1.1	R _{AD}	3.95728	25.1
R3	5.23013	5.26477	0.7	R _{BD}	3.93196	24.8
R4	5.2732	5.28444	0.2	R _{BC}	3.95356	25.0

Las tablas Tabla IV y Tabla V se obtuvieron ensayando sensores microfabricados de corriente magnetorresistivos en puente de Wheatstone. El primero del tipo GMR (modelo AA003-02 de NVE) y el segundo del tipo TMR microfabricado en el INESC y utilizado en esta Tesis. De esta forma no fue posible generar la columna

de valores reales de cada uno de los cuatro elementos resistivos del puente. En su lugar a partir de las lecturas de resistencia en los pares de terminales AC, AD, BD y BC se obtuvieron por resolución numérica los elementos R1, R2, R3 y R4 mediante el uso de un script Mathematica®.

Tabla IV.- Resultados experimentales en un puente de Wheatstone resistivo GMR (magnetorresistencia gigante) sensor de corriente.

Puente sensor de corriente GMR						
	Método numérico (Ω)	Método propuesto (SMU, Ω)	Error relativo (%)		Método convencional (óhmetro, Ω)	Error relativo (%)
R1	5936.54	5938.41	0.03	R _{AC}	4448.10	25.07
R2	5918.31	5916.35	0.03	R _{AD}	4439.00	25.00
R3	5906.61	5918.71	0.20	R _{BC}	4433.14	24.95
R4	5916.05	5904.55	0.19	R _{BD}	4440.23	24.95

Tabla V.- Resultados experimentales en un puente de Wheatstone resistivo TMR (efecto túnel) como sensor de corriente.

Puente sensor de corriente TMR						
	Método numérico ($k\Omega$)	Método propuesto (SMU, $k\Omega$)	Error relativo (%)		Método convencional (óhmetro, $k\Omega$)	Error relativo (%)
R1	96.70	96.61	0.09	R _{AC}	72.27	25.26
R2	95.16	95.23	0.07	R _{AD}	71.50	24.86
R3	95.76	94.80	1.00	R _{BC}	71.80	25.02
R4	95.10	95.72	0.65	R _{BD}	71.31	25.02

4.4.- Discusión.

El método propuesto permite conocer los elementos de un puente de Wheatstone resistivo con mínima incertidumbre relativa y es una alternativa electrónica a la utilización de un script numérico. Se ha calculado también la incertidumbre asociada al valor de la resistencia (R1, R2, R3 ó R4) dada por el equipo SMU de acuerdo a las incertidumbres asociadas a las lecturas de tensión y de corriente proporcionadas. De acuerdo a las especificaciones que el fabricante

proporciona en las respectivas escalas de corriente y tensión la incertidumbre relativa asociada al valor de las resistencias no fue nunca superior al $\pm 1.1\%$.

El método que se ha expuesto en este capítulo ha dado lugar a la siguiente publicación:

“A non-invasive electronic measurement technique to measure the embedded four resistive elements in a Wheatstone bridge sensor”, S. I. Ravelo, D. Ramírez, S. Cardoso, R. Ferreira, P. P. Freitas, *Review of Scientific Instruments* 86, 066109 (2015).

Cuyos datos de repercusión objetiva son:

Factor de impacto (2014): 1.614

Posición en categorías:

INSTRUMENTS & INSTRUMENTATION	20/56	Cuartil Q2
PHYSICS, APPLIED	70/143	Cuartil Q2

También dio lugar a la siguiente comunicación en Congreso:

“A non-invasive electronic measurement technique of the four resistance elements in a Wheatstone bridge sensor”, D. Ramírez, S. I. Ravelo, J. Sánchez, S. Cardoso, P. P. Freitas, R. Ferreira, *Comunicación, XXXIV Reunión Bienal de la Real Sociedad Española de Física, Proceedings del Congreso, pp. 891-892, Valencia, 15-19 Julio 2013.*

Y al artículo en revista nacional:

“Aplicaciones del girador de Bruton como fuente de corriente”, W. Puente, D. Ramírez, S. I. Ravelo, *Revista Española de Electrónica*, Enero, 2014, pp. 36-40.

4.5.- Referencias bibliográficas.

[1] E. M. Boujamaa, Y. Soulie, F. Maily, L. Latorre, P. Nouet, “Rejection of Power Supply Noise in Wheatstone Bridges: Application to Piezoresistive MEMS”, *Proc. of the Design, Test, Integration of MEMS/MOEMS (DTIP'08)*, April 2008.

- [2] D. Manic, P. M. Igić, P. A. Mawby, Y. Haddab, R. Popovic, “Mechanical Stress Related Instabilities in Silicon Under Metal Coverage”, IEEE Trans. Electron Dev. 47, 2429-2437 (2000).
- [3] T. K. Bhattacharyya, A. L. Roy, “MEMS Piezoresistive Accelerometers”, Micro and smart devices and systems, Springer India, 2014.
- [4] A. De Marcellis, G. Ferri, P. Mantenuto, “Analog Wheatstone bridge-based automatic interface for grounded and floating wide-range resistive sensors”, Sensors & Actuators B, 187, 371-378 (2013).
- [5] E. Sifuentes, O. Casas, R. Pallàs, “Direct Interface for Magnetoresistive Sensors”, 24th IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, Warsaw, Poland, 1247-1252 (2007).
- [6] R. Pallàs, J. G. Webster, Analog signal processing, John Wiley & Sons, NY, 1999.
- [7] F. Reverter, R. Pallàs, Direct Sensor-to-microcontroller Interface Circuits: Design and Characterisation, Marcombo, Barcelona, 2005.
- [8] S. I. Ravelo, D. Ramírez, S. Cardoso, R. Ferreira, P. P. Freitas, “A non-invasive electronic measurement technique to measure the embedded four resistive elements in a Wheatstone bridge sensor”, Review of Scientific Instruments 86, 066109 (2015).

Capítulo 5

Caracterización estática y térmica de sensores magnetorresistivos de corriente y de termorresistencias de Ru

En este capítulo se han obtenido las características DC (estáticas) y térmicas fundamentales de los sensores de corriente y de las termorresistencias de Ru cuyo proceso de fabricación fue descrito en el Capítulo 2. Para ello se ha desarrollado un sistema de instrumentación original a partir del equipamiento disponible en el laboratorio (multímetros y sistemas de conmutación, amplificador de transconductancia, controlables IEEE488). En este tipo de test ha tenido especial relevancia la cámara climática disponible en el Departamento la cual ha permitido realizar barridos en temperatura repetibles y controlados.

Resultado del sistema de instrumentación diseñado se han obtenido las derivas térmicas de los sensores de corriente y los coeficientes de temperatura de las termorresistencias de Ru.

5.1.- Diseño del sistema de instrumentación.

En el presente trabajo se ha utilizado la cámara climática CH600 del fabricante Angelantoni capaz de generar y estabilizar temperaturas en un rango de -40 °C a 180 °C en un espacio de 0,56 m³ (0.850m*0.733m*0.895m) con una precisión de ±0,3 °C (**Fig. 5.1**). La cámara permite realizar conexiones de equipos electrónicos situados fuera de ella y pasar cables para realizar las mediciones.



Fig. 5.1.- Vista frontal de la cámara climática mod. Angelantoni CH600.

El sistema de instrumentación es manejado por medio de un instrumento virtual diseñado en LabView que permite controlar un generador de funciones (mod HP33120A de Keysight) y generar las señales de interés. Dichas señales se generan en voltaje y pasan al amplificador de transconductancia (mod. PCS-2B de Krohn-Hite) la cual lo transfiere a corriente en el rango de -10 A a 10 A. La polarización de los sensores, tanto magnetorresistivos como de Ru se realiza a través de diferentes fuentes de corriente diseñadas. La **Fig. 5.2** muestra el esquema electrónico de una de ellas. Se trata de un convertidor tensión-corriente que fija sobre la carga (sensor TMR o Ru) una corriente I_{cc} predeterminada por la tensión V_{ref} y la resistencia R, de valor dado por la expresión:

$$I_{cc} = \frac{V_{ref}}{R} \quad (5.1)$$

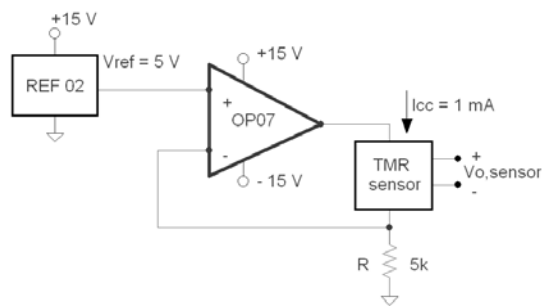


Fig. 5.2.- Fuente de corriente diseñada para polarizar los sensores magnetorresistivos y de Ru.

La **Fig. 5.3** muestra la placa de circuito impreso (PCB) diseñada para albergar las fuentes de corriente necesarias.

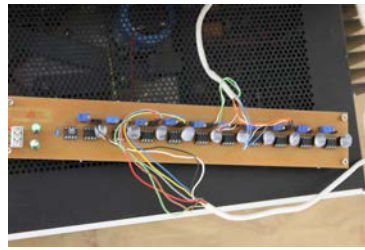


Fig. 5. 3.- PCB diseñada con las fuentes de corriente para polarización de los sensores.

En esta experiencia para la realización de medidas y adquisición de las lecturas se hará uso de una unidad de conmutación y adquisición de señales. En particular se trata del modelo 34970A de la firma Agilent Technologies. Este equipo es la combinación de un multímetro digital de 6^{1/2} dígitos y en nuestro caso de un multiplexor de 20 canales de propósito general, modelo 34901A.

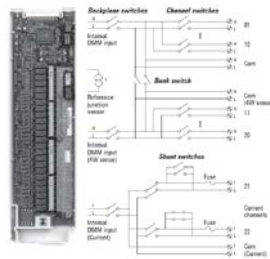


Fig. 5. 4.- Multiplexor de 20 canales 34901A.

La Fig. 5. 5 muestra el sistema de instrumentación así diseñado.

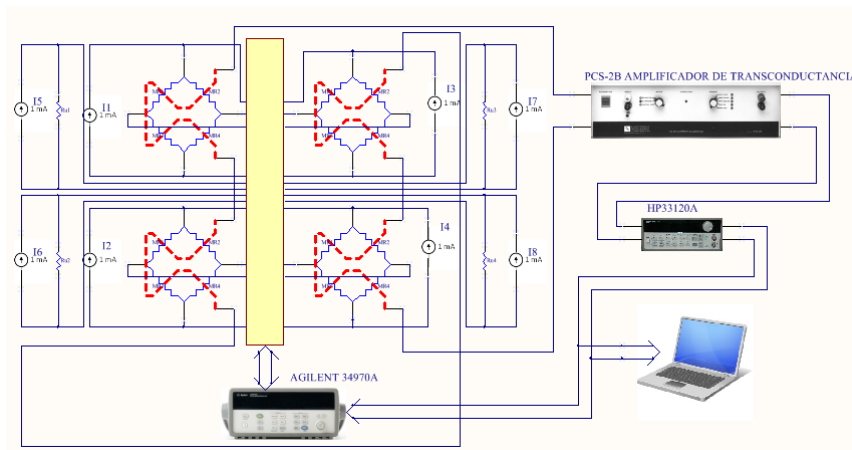


Fig. 5. 5.- Sistema de instrumentación diseñado para el estudio en temperatura de los sensores magnetorresistivos y de Ru.

En cuanto a la parte de software las figuras **Fig. 5. 6** y **Fig. 5. 7** muestran respectivamente el panel frontal y el diagrama de bloques (diseñados en LabView) del instrumento virtual que controla la captura y almacenamiento de datos, la generación de las señales y el control de los equipos.

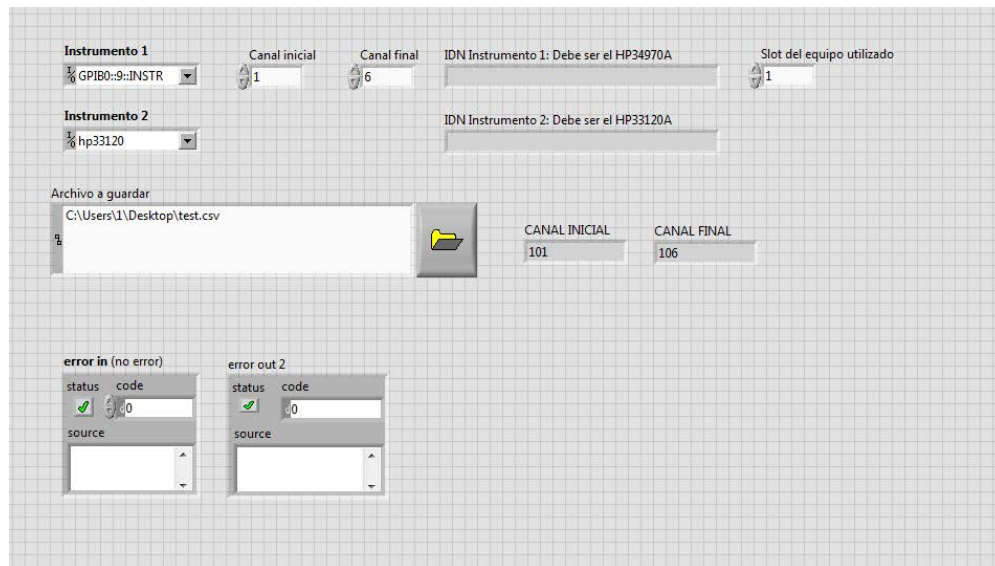
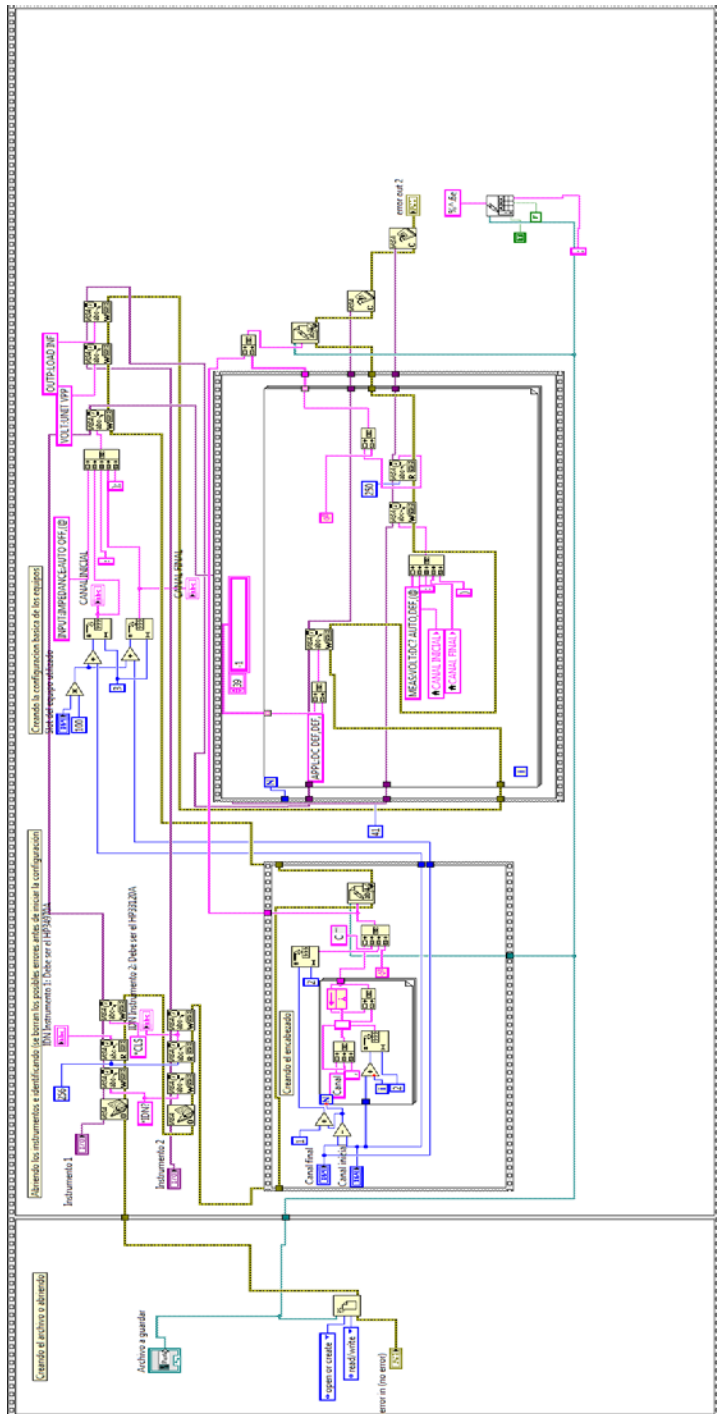


Fig. 5. 6.- Panel frontal del instrumento virtual para análisis térmico de sensores magnetorresistivos y de Ru.

Fig. 5. 7.- Diagrama de bloques del instrumento virtual para análisis térmico de sensores magnetorresistivos y de Ru.



5.2.- Metodología experimental.

El sistema de instrumentación fue diseñado para tomar lecturas del sensor de corriente magnetorresistivo (puente de Wheatstone) y del sensor de temperatura de Ru (termorresistencia). Respecto del sensor de corriente se adquirieron la tensión de salida del puente, $V_{o,sensor}$ y la tensión entre sus terminales de alimentación, V_{bridge} para diferentes valores de corriente de polarización I_{cc} . En el sensor de temperatura se midió la caída de tensión V_{Ru} para un valor de corriente de polarización I_{cc} de 1 mA (**Fig. 5. 8**). La *Tabla 1* recoge el número de canal utilizado en el módulo multiplexor 34901A para la adquisición de las señales de tensión procedentes de los sensores.

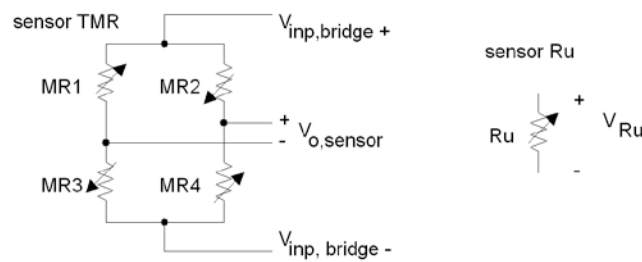


Fig. 5. 8.- Señales eléctricas medidas en los sensores durante su caracterización térmica.

Una vez montado todo el dispositivo se procede a realizar medidas con barridos de corriente de -10 A a +10 A en el sensor magnetorresistivo para las temperaturas ambiente de 0 °C, 10 °C, 20 °C, 30 °C, 40 °C, 50 °C y 60 °C almacenándose las lecturas en ficheros. En la experiencia realizada se han caracterizado los sensores de corriente TMR31, TMR30, TMR29 y TMR28 así como las respectivas termorresistencias de Ru, Ru_31, Ru_30, Ru_29 y Ru_28.

Tabla 1.- Canales utilizados en la medida de las señales de los sensores, V_{bridge} , $V_{o,sensor}$ y V_{Ru} .

Sensor	Canal de adquisición		
	V_{bridge}	$V_{o,sensor}$	V_{Ru}
31	1	2	3
30	4	5	6
29	7	8	9
28	10	11	12

Finalmente, la **Fig. 5. 9** muestra el dispositivo experimental dispuesto en la sala en la que se encuentra la cámara climática en el momento de la caracterización térmica de los sensores.



Fig. 5. 9.- Dispositivo experimental hardware-software diseñado para la caracterización térmica de los sensores.

5.3.- Resultados experimentales.

La **Fig. 5. 10** muestra la respuesta del sensor TMR31 a 0 °C y polarizado a 5 mA. Se ha podido obtener un mínimo nivel de histéresis (4 mV) y como se observa, el sensor ofrece una gran linealidad frente a la corriente eléctrica medida.

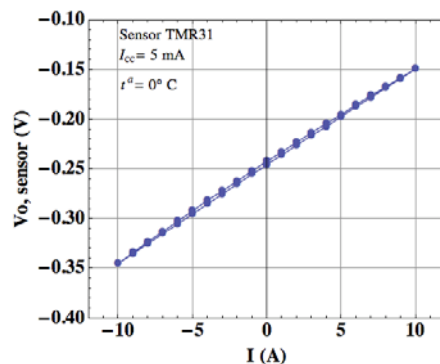


Fig. 5. 10.- Respuesta del sensor magnetorresistivo TMR31 a 0 °C.

Realizando el barrido en corriente para las 4 magnetorresistencias en las mismas condiciones (0 °C y polarizando a 5 mA) se obtienen las respuestas mostradas en la **Fig. 5. 11** .

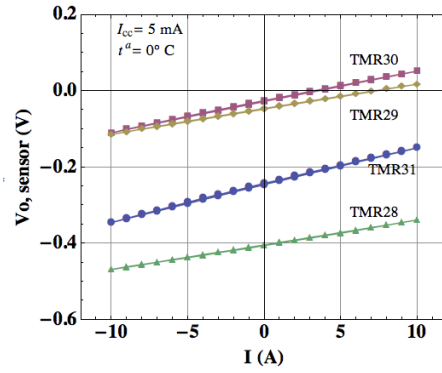


Fig. 5. 11.- Respuestas de los sensores magnetorresistivos TMR31, TMR30, TMR29 y TMR28 a 0 °C. La Fig. 5. 12 en sus casos a), b), c) y d) muestra las respuestas de los cuatro sensores de corriente para una polarización de 5 mA y para las diferentes temperaturas de realización del experimento.

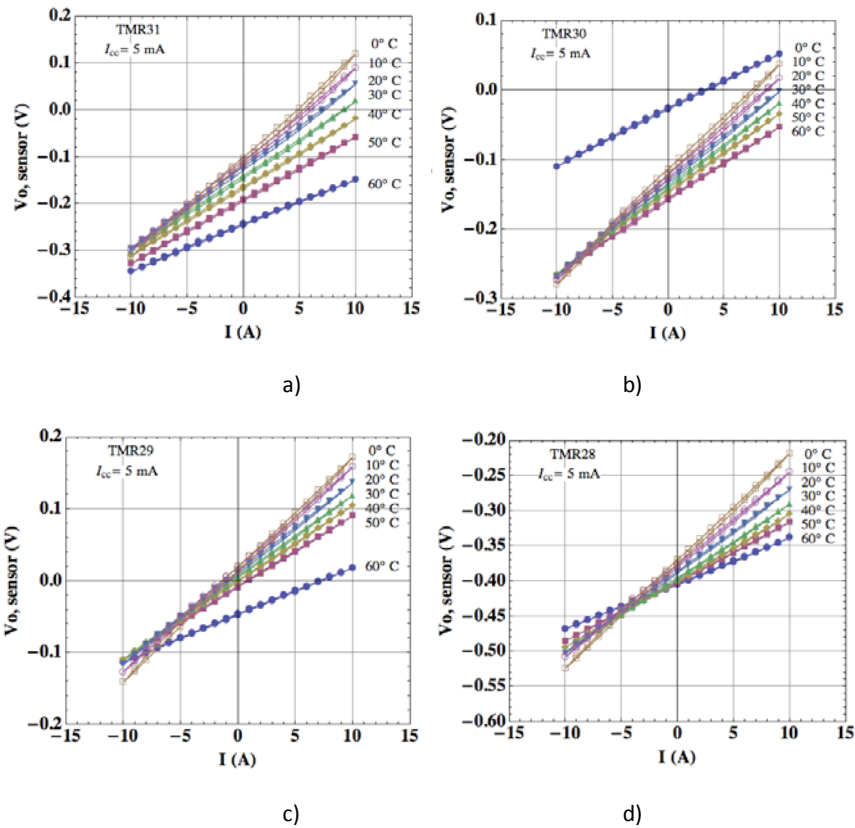


Fig. 5. 12.- Respuestas de los sensores magnetorresistivos TMR31, TMR30, TMR29 y TMR28 para las temperaturas diseñadas en el experimento.

La **Fig. 5. 13** muestra la tensión adquirida entre terminales de alimentación del puente de Wheatstone correspondiente al sensor TMR31. Su conocimiento permitirá determinar la deriva térmica de la resistencia de entrada del puente $R_{in,p,b}$. Este dato será de especial utilidad si se desea realizar compensaciones en temperatura en aplicaciones posteriores ([1] a [11]). Se observa que el potencial diferencial de los terminales de polarización del puente de Wheatstone se mantiene estable para el rango de temperaturas y de corriente de interés, disminuyendo con un aumento de la temperatura.

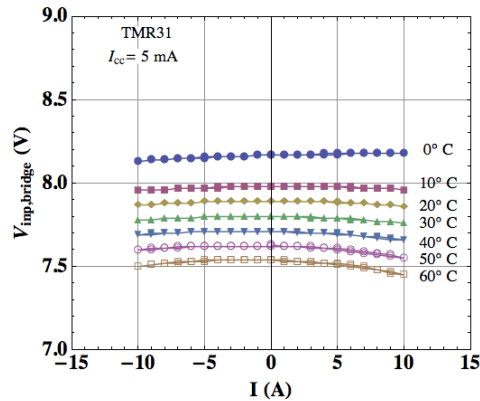
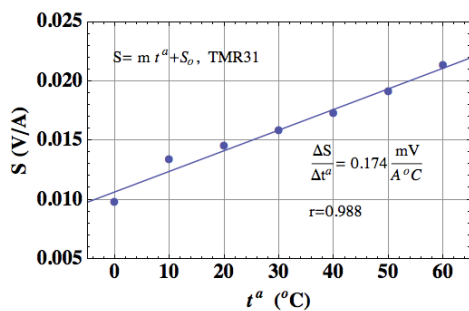
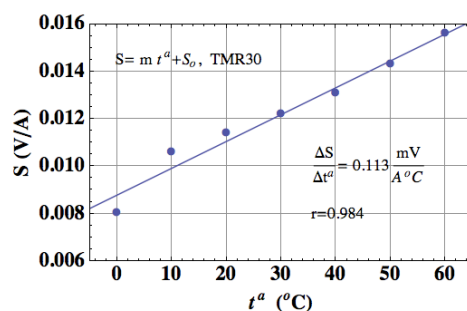


Fig. 5. 13.- Voltaje de polarización para el sensor TMR1 a diferentes temperaturas.

Las medidas realizadas sobre los sensores magnetorresistivos, después de un procesamiento de los datos, permiten conocer cual es el comportamiento térmico de varios parámetros de interés como son la deriva térmica de la sensibilidad del sensor, la tensión de offset de este (tensión de salida del puente de Wheatstone a corriente nula, $i = 0$) y la deriva térmica de la resistencia de entrada del puente. Las figuras **Fig. 5. 14** a **Fig. 5. 16** recogen las medidas obtenidas así como los datos fundamentales de las regresiones lineales realizadas en cada caso.



a)



b)

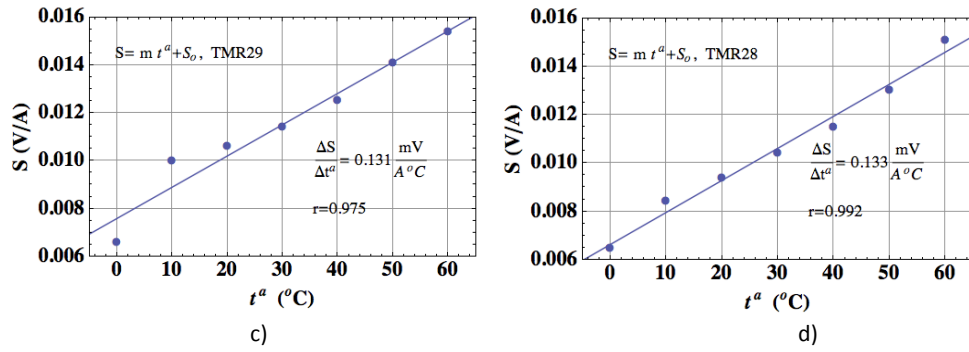


Fig. 5. 14.- Regresiones lineales y derivas térmicas de la sensibilidad $\Delta S/\Delta t^a$ en las magnetorresistencias estudiadas.

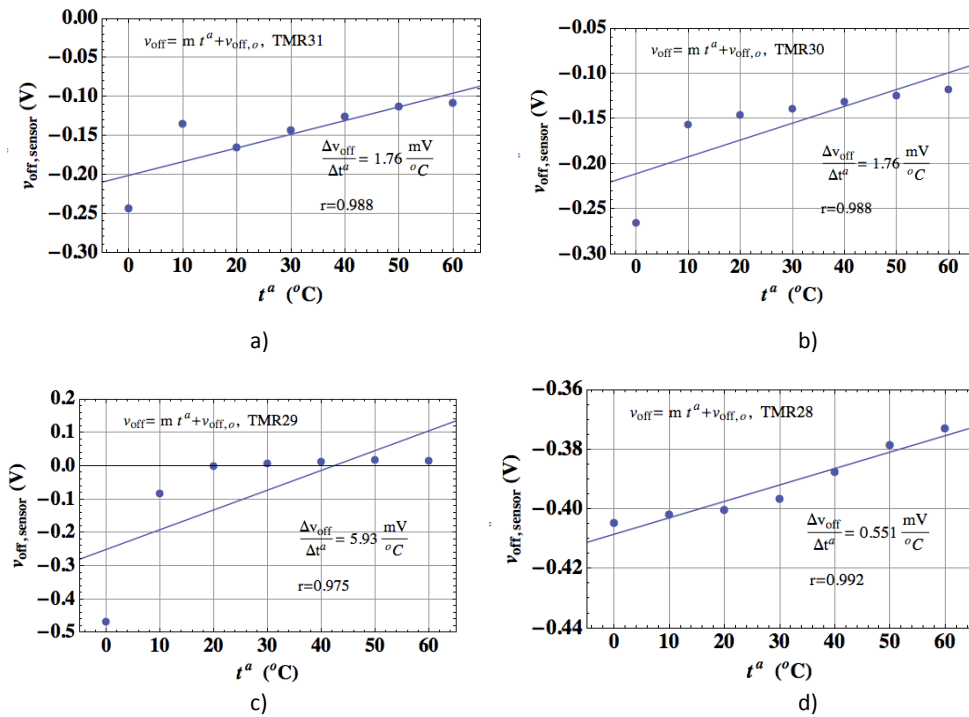


Fig. 5. 15.- Regresiones lineales y derivas térmicas de la tensión de offset V_{off} en las magnetorresistencias estudiadas.

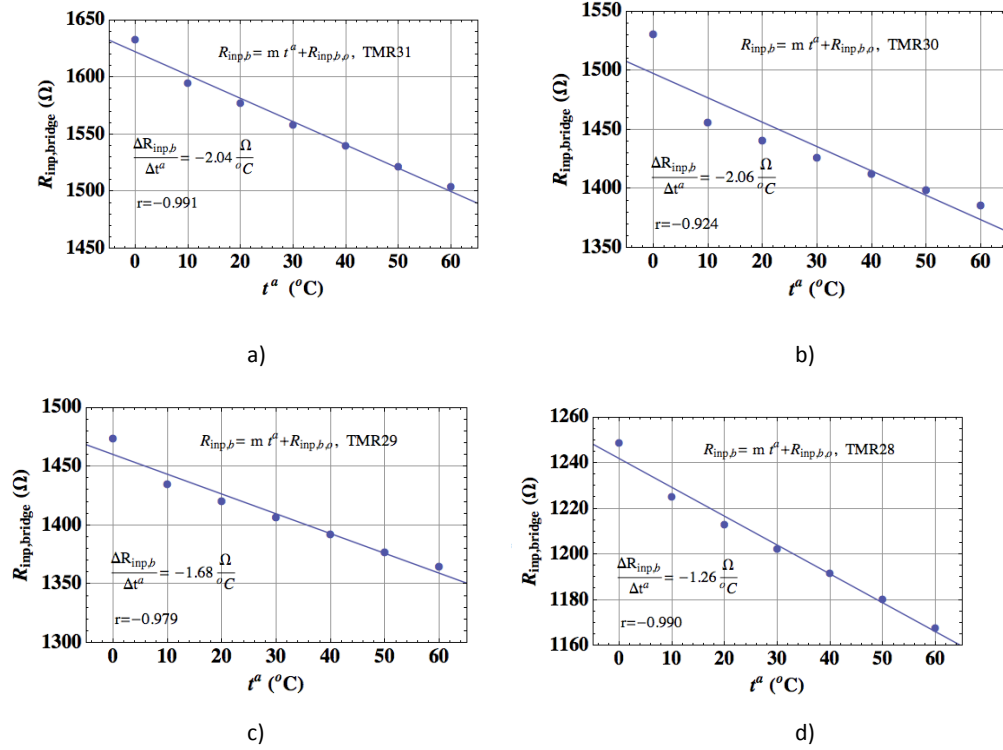


Fig. 5. 16.- Regresiones lineales y derivas térmicas de la resistencia de entrada del sensor, $R_{imp,b}$, en las magnetorresistencias estudiadas.

Con los resultados anteriores es posible agruparlos para observar cual es el comportamiento en conjunto del grupo de magnetorresistencias analizadas (Fig. 5. 17 a Fig. 5. 19).

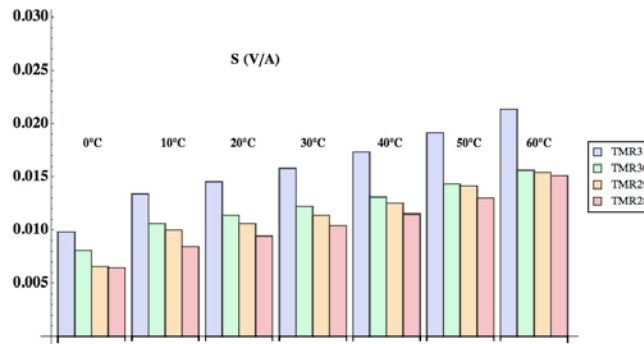


Fig. 5. 17.- Comportamiento de conjunto de la deriva térmica de la sensibilidad $\Delta S/\Delta t^a$ en las magnetorresistencias estudiadas.

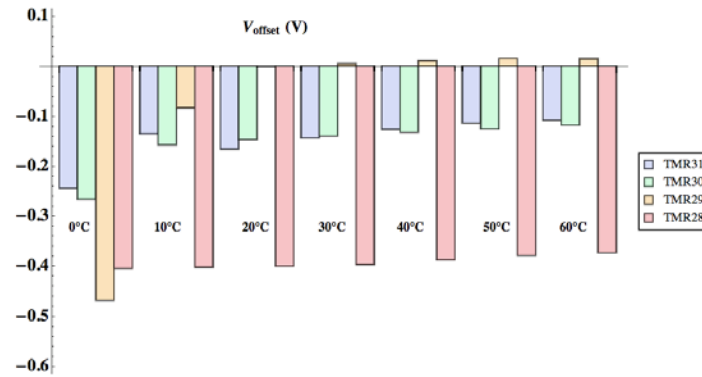


Fig. 5. 18.- Comportamiento de conjunto de la deriva térmica de la tensión de offset V_{off} , en las magnetorresistencias estudiadas.

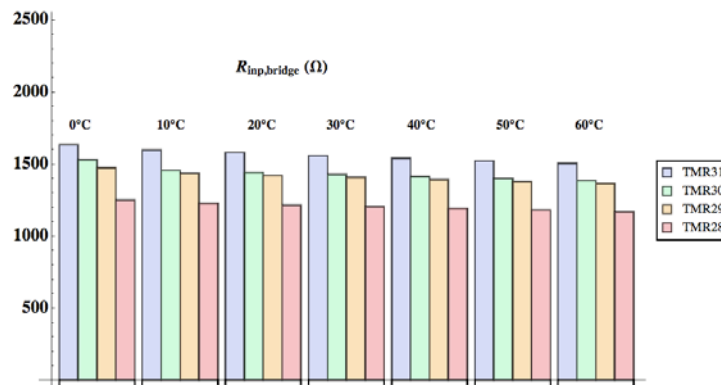


Fig. 5. 19.- Comportamiento de conjunto de la deriva térmica de la resistencia de entrada del sensor, $R_{in,b}$ en las magnetorresistencias estudiadas.

Las tablas **Tabla II** y **Tabla III** recogen los datos que se han obtenido de sensibilidad, tensión de desequilibrio, grado de linealidad y resistencia de entrada del puente magnetorresistivo así como sus derivas térmicas.

Tabla II.- Sensibilidad, tensión de offset y sus derivas térmicas en las magnetorresistencias analizadas.

Caracterización de las magnetorresistencias (I)					
Sensor	$v_{o,sensor} = S \cdot i + v_{off}$			$\Delta S / \Delta t^a$ (mV/A °C)	$\Delta v_{off} / \Delta t^a$ (mV/A °C)
	S (mV/A, @20°C)	v_{off} (V, @20°C)	r		
TMR31	14.4	-0.165	0.9996	0.174	1.76
TMR30	11.4	-0.147	0.9996	0.113	1.76
TMR29	10.61	-0.001	0.9998	0.131	5.93
TMR28	9.40	-0.400	0.9998	0.133	0.55

Tabla III.- Resistencia del puente y su deriva térmica en las magnetorresistencias analizadas.

Caracterización de las magnetorresistencias (II)		
Sensor	$R_{inp,b}$ (kΩ, @20°C)	$\Delta R_{inp,b} / \Delta t^a$ (Ω/°C)
TMR31	1.58	-2.04
TMR30	1.44	-2.06
TMR29	1.42	-1.68
TMR28	1.21	-1.26

A continuación se presentan los resultados experimentales obtenidos en la caracterización térmica de las termorresistencias de Ru (Ru_31, 30, 29 y 28). De las medidas realizadas y después de una regresión lineal se muestran también sus coeficientes de temperatura TCRu (**Fig. 5. 20** y **Tabla IV**).

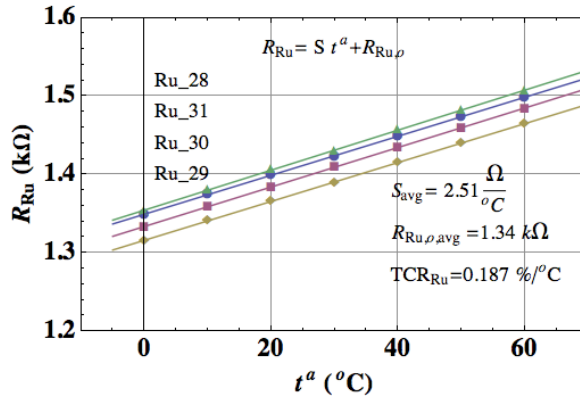


Fig. 5. 20.- Respuesta de las termorresistencias de Ru.

Tabla IV.- Coeficientes térmicos obtenidos de las termorresistencias de Ru.

Caracterización de las termorresistencias de Ru				
Sensor	$R_{Ru} = S \cdot t^a + R_{Ru,0}$			$TCR_{Ru} (\%/^{\circ}C)$
	$S (\Omega/^{\circ}C)$	$R_{Ru,0} (k\Omega)$	r	
Ru 28	2.55	1.35	0.999923	0.188
Ru 31	2.49	1.35	0.999912	0.184
Ru 30	2.52	1.33	0.999973	0.189
Ru 29	2.48	1.32	0.999964	0.188
Ru avg	2.51	1.34	0.999943	0.187

Dado que se planeaban medir hasta 30 A de corriente circulando por el conductor exterior se ha consultado la ampacidad del cobre (corriente máxima o corriente admisible que puede circular de manera continua por un conductor. Para soportar al menos 30 A se requieren de 6 mm² de área de sección transversal, lo que permitiría circular 31 A sin ventilación y 36 A en un punto ventilado. Con ello se realizó un análisis de disipación de temperatura con diferentes topologías. Para poder acoplar el conductor a la disposición de los elementos magnetorresistivos en puente de Wheatstone se pensó como solución más óptima en un conductor de cobre en forma de U de 3 mm de alto por 2 de base (**Fig. 5. 21**). Este conductor proporcionó una resistencia de 2,58 μΩ.

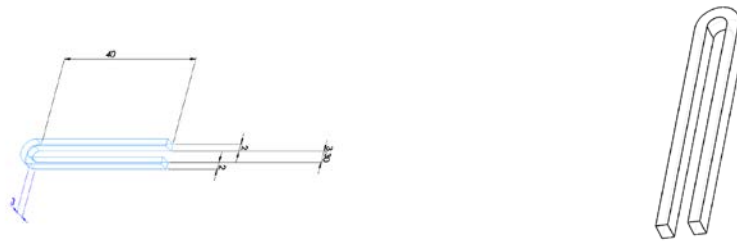


Fig. 5. 21.- Diseño propuesto como conductor de cobre para la circulación de la corriente a sensor.

En la Fig. 5. 22 se muestra la comparación por imagen térmica de algunas topologías a las cuales se les hacía pasar 30 A de corriente continua. La temperatura del conductor fue medida mediante una cámara termográfica alcanzándose una temperatura no superior a los 60 °C. La misma figura muestra la simulación térmica que se realizó con el paquete de software Comsol Multiphysics.

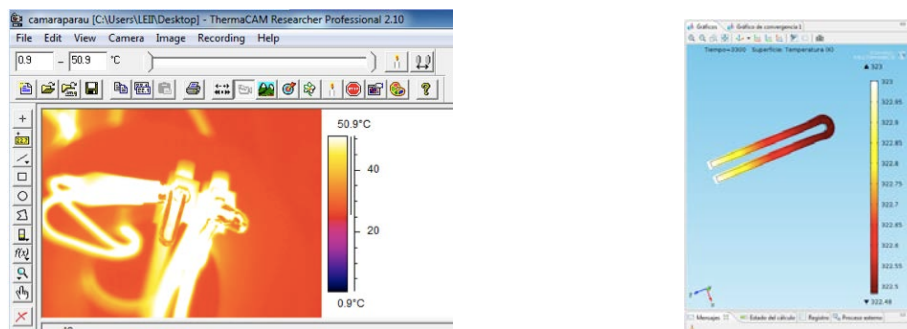


Fig. 5. 22.- Pruebas de diferentes pistas de corriente en forma de U de cobre con cámara térmica y con simulación numérica.

5.4.- Discusión.

Los resultados experimentales obtenidos así como los derivados de su procesamiento numérico muestran que se dispone de sensores óptimos, tanto de corriente eléctrica como de temperatura.

El grupo de magnetorresistencias TMR ofrecen alta sensibilidad en corriente en relación a tecnologías previas como la magnetorresistiva anisotrópica (AMR) o de

válvula de espín (GMR-SV). Dividiendo las sensibilidades obtenidas en **Tabla II** la por la corriente de polarización de 5 mA es posible obtener sensibilidades normalizadas. El resultado da unos valores para la tecnología TMR alrededor de 2.1 (mV/A mA, a 20 °C) frente a valores de 0.34 ó 0.15 (mV/A mA a °20 C) en las tecnologías AMR y GMR-SV respectivamente ([1] y [2]).

En relación a las derivas térmicas de la sensibilidad del puente se observa que la tecnología TMR posee un coeficiente positivo a diferencia de las tecnologías AMR y GMR-SV (con deriva térmica negativa [1] y [2]). Respecto de los valores absolutos, es posible comparar fácilmente el comportamiento térmico si se maneja el coeficiente de temperatura de la sensibilidad respectiva, TC(S). Para ello se divide la deriva térmica por la sensibilidad a 0°C. El resultado es que para la tecnología TMR se obtienen unos coeficientes de temperatura mayores (alrededor de 1.8 %/°C) que para las tecnología previas AMR y GMR-SV (-0.024 y -0.152 %/°C respectivamente), [1] y [2]. Ello implica que en aplicaciones en las que el sensor esté sometido a gradientes de temperatura estará indicado la aplicación de un método de compensación térmica ([1]-[11]).

Respecto de la resistencia de entrada que ofrece el puente de Wheatstone magnetorresistivo, los sensores TMR ofrecen valores elevados (alrededor de 1.5 k Ω) valor parecido a los de tecnología AMR (1,7 k Ω , [1]). Es de resaltar cómo la tecnología GMR-SV ofrece bajas resistencias de entrada (760 Ω , [2]). En cuanto al coeficiente de temperatura TC (calculado a partir de la deriva térmica -**Tabla III**-dividida por la resistencia de entrada a 0 °C), la tecnología TMR ofrece valores similares a la tecnología SV salvo que la primera con coeficiente negativo ([1] y [2]), no se ha reportado coeficiente de temperatura para el sensor AMR estudiado.

Por todo ello la tecnología TMR es de gran interés en aplicaciones de bajo consumo dado su alto valor de resistencia de entrada, elevadas linealidad y sensibilidad.

En relación a las tensiones de desequilibrio de la serie de sensores TMR estudiados se obtienen valores que podrían minimizarse más optimizando fundamentalmente la resolución en los procesos de fotolitografía y de deposición. No obstante, utilizando una inteligencia digital en la cadena de acondicionamiento el offset que ofrecería cada sensor sería descontado a la hora de producir unas lecturas correctas.

Por otra parte, los resultados obtenidos con el grupo de termorresistencias de Ru reflejan que se tiene un detector de temperatura resistivo con gran linealidad y repetibilidad. La integración de este tipo de termorresistencias es de gran interés en la posible compensación térmica de la sensibilidad del sensor TMR pues en la fabricación de este se utiliza el Ru. Con ello se dispone ambos sensores integrados en un mismo sustrato con un mínimo coste de fabricación.

5.5.- Referencias bibliográficas.

- [1] J. Sánchez Moreno, D. Ramírez Muñoz, S. Cardoso, S. Casans Berga, C. Reig Escrivà, A. E. Navarro Antón, "Temperature compensation of Wheatstone bridge magnetoresistive sensors based on generalized impedance converter with input reference current", *Rev. Sci. Instrum.* 2006, 77, 1-6.
- [2] J. Sánchez, D. Ramírez, S. Cardoso, S. Casans, A. Edith Navarro, P. J. P. de Freitas, "A Non-Invasive Thermal Drift Compensation Technique Applied to A Spin-Valve Magnetoresistive Current Sensor", *Sensors* 2011, 11, 2447-2458.
- [3] J. Sánchez, D. Ramírez, S. I. Ravelo, A. Lopes, S. Cardoso, R. Ferreira, P. P. Freitas, "Electrical Characterization of a Magnetic Tunnel Junction Current Current Sensor for Industrial Applications", *IEEE Transactions on Magnetics*, 48, 11, 2823-2826.
- [4] J. Sánchez, D. Ramírez, J. Amaral, S. Cardoso, P. P. Freitas, "Electrical ammeter based on spin-valve sensor", *Review of Scientific Instruments*, 83, 105113 (2012).
- [5] Guo, T.; Shi, Y.; Zhang, W. "Study on the temperature compensation method of piezoresistance silicon film sensor", *Proceedings of the 6th International Symposium on Test and Measurement (ISTM/2005)*, Dalian, China, 1-4 June 2005; pp. 137-139.
- [6] Nam, T.; Kim, S.; Kim, S.; Park, S. "The temperature compensation of a thermal flow sensor with a mathematical method", *Digest of the 12th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems (TRANSDUCERS 03)*, Boston, MA, USA, 8-12 June 2003; pp. 1586-1589.
- [7] Sosna, C.; Buchner, R.; Lang, W. "A temperature compensation circuit for thermal flow sensors operated in constant-temperature-difference mode", *IEEE Trans. Instrum. Meas.* 2010, 59, 1715-1721.

[8] Tsang, K.M.; Chan, W.L. "Temperature compensated high efficiency inductor current senso", *Sensor. Actuator. A* 2009, 154, 16-22.

[9] Matsuzaki, T.; Kohashi, T. "Thermal error compensation method for weighing sensor", *Proceedings of the SICE 2003 Annual Conference*, Fukui, Japan, August 2003; pp. 2528-2532.

[10] Wang, W. "Non-linearity Estimation and Temperature Compensation of Capacitor Pressure Sensors Using Least Square Support Vector Regression", *Proceedings of the IEEE Intern. Symp. on Knowledge Acquisition and Modeling*, Wuhan, China, December 2008; pp. 1161-1164.

[11] Gakkestad, J.; Ohlekers, P. Halbo, L. "Compensation of sensitivity shift in piezoresistive preasure sensors using linear voltage excitation", *Sensor. Actuator. A* 1995, 49, 11-15.

Capítulo 6

Caracterización dinámica y modelización fraccional de sensores magnetorresistivos de corriente

El cálculo fraccional es una rama de la matemática que considera derivadas e integrales de orden no entero. En el campo de los sistemas eléctricos y electrónicos ha sido ampliamente utilizado por ejemplo en el diseño de filtros u osciladores de orden no entero.

En este capítulo se obtiene la respuesta en frecuencia en régimen de gran señal de sensores de corriente magnetorresistivos. El estudio se realiza sobre sensores con mecanismo de conducción tales como anisotrópico (AMR), gigante (GMR) de válvula de espín (GMR-SV) y de efecto túnel (TMR). Para ello se ha diseñado un dispositivo experimental que permitirá obtener en frecuencia la función de transferencia del sensor $Z_t(jf)$ (transimpedancia) entendida como el cociente $Z_t(jf) = V_{o,sensor}(jf) / I(jf)$, siendo $V_{o,sensor}(jf)$ la tensión de salida del sensor (puente de Wheatstone) e $I(jf)$ la corriente eléctrica que mide.

Con los datos experimentales obtenidos y realizando un procesamiento posterior se propone un modelo de transimpedancia para cada sensor utilizando el cálculo fraccional.

6.1.- Dispositivo experimental y metodología.

El grupo de sensores a estudiar estuvo formado por dos sensores comerciales: el modelo ZMC20 de Zetex de mecanismo AMR y el modelo AA003-02 de NVE, con mecanismo GMR y tres sensores microfabricados en las instalaciones del INESC-MN e INL: el primero basado en tecnología GMR-SV,[1] y los dos restantes basados en el mecanismo TMR (uno con magnetización interna y el otro sin ella). La Fig. 6. 1 muestra el conjunto de sensores empleados en la caracterización, cada uno de ellos ensamblado a un adecuado conductor o cable por el que se hará circular la corriente a sensar.

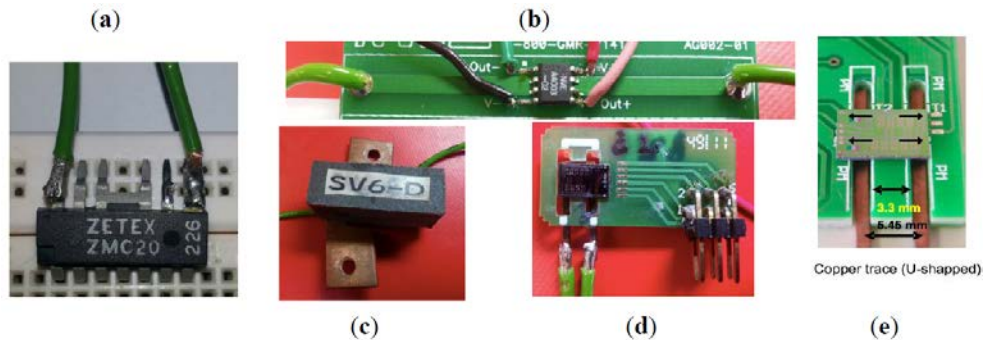


Fig. 6. 1.- Aspecto real de los sensores caracterizados. (a) sensor AMR (ZMC20), (b) sensor GMR (AA003-02), (c) sensor GMR-SV (INESC-MN, Lisboa, Portugal), (d) sensor TMR-sin imanes (INL, Braga, Portugal) y (e) sensor TMR-con imanes (INL).

El sensor ZMC20 tiene en el interior de su encapsulado la pista de cobre por la que circula la corriente que sensa. Este sensor tiene una disposición diferente al resto en los que el conductor es externo al encapsulado (Fig. 6. 1.a). En el caso del sensor AA003-02 el conductor es una pista de cobre situada en la placa de circuito impreso (Fig. 6. 1.b) y que pasa por debajo del sensor. En el caso de los sensores GMR-SV y TMR se ha dispuesto un conductor de cobre en forma de U cuyos brazos están situados debajo de los elementos sensores del puente de Wheatstone (Fig. 6. 1.c-e respectivamente).

Para todos los sensores se seleccionó un barrido en frecuencia de una señal senoidal de corriente con una amplitud rms lo suficientemente grande. La Fig. 6. 2 muestra el dispositivo experimental que se diseñó para la caracterización dinámica. Todos los sensores fueron alimentados a corriente constante DC de

valor 2 mA suministrada por la fuente de corriente (mod. 6221 de la firma Keithley). La corriente eléctrica a sensor fue generada mediante dos amplificadores controlados por tensión.

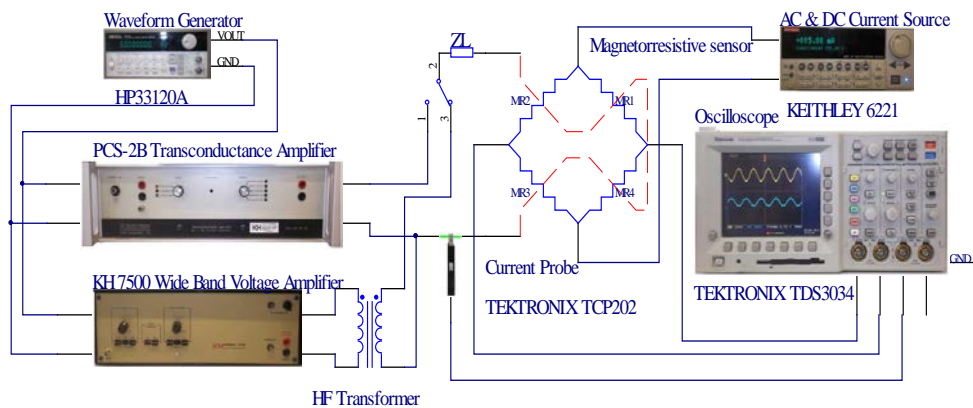


Fig. 6. 2.- Dispositivo experimental diseñado para la obtención de la respuesta en frecuencia de la transimpedancia en los sensores objeto de estudio.

Desde un punto de vista práctico no fue posible conseguir una corriente eléctrica a sensor de alto valor RMS y de alta frecuencia. Con el equipamiento disponible en el laboratorio de investigación el test inicial se dividió en dos: uno de baja frecuencia y otro de alta frecuencia. La corriente de baja frecuencia se generó mediante el amplificador de transconductancia modelo 3200 PCS-2B de la firma Krohn-Hite. Este equipo garantiza una corriente senoidal de 10 A de pico en la banda de 40 Hz a 1 kHz. Por otro lado, el test de alta frecuencia se diseñó con el objetivo de conseguir la máxima amplitud senoidal de corriente con la máxima frecuencia permisible por el equipamiento disponible.

Para ello se utilizó un amplificador de tensión de banda ancha (modelo 7500 de la firma Krohn Hite) que posee una respuesta garantizada en el intervalo de DC a 1 MHz. La salida del amplificador se conectó al primario de un transformador de alta frecuencia con núcleo de ferrita [3]. La Fig. 6. 3 muestra el aspecto real del transformador así como la disposición de los elementos de ferrita. En su construcción se emplearon 20 unidades del modelo U93/76/16 y 20 del modelo I93/28/16 de Ferroxcube dispuestas en 5 secciones (Fig. 6. 3). El material magnético de la ferrita fue del tipo 3C90 con una permeabilidad inicial de $\mu_{ri} = 2200$ y una densidad de flujo magnético máxima de $B_{sat}=330$ mT. De esta forma se disponía de un transformador con una relación de transformación que puede seleccionarse de 22:1 a 2.75:1.

El transformador fue sometido a una caracterización previa para conocer sus capacidades de máximo nivel de corriente en secundario y máxima frecuencia permisible. La Fig. 6. 4 muestra capacidad de corriente y de frecuencia de salida del conjunto amplificador de tensión, transformador y resistencia de carga de 0.165Ω . Se observa que el equipo es capaz de generar valores RMS de corriente senoidal hasta de 10 A en el intervalo 5-10 kHz y de hasta $0.8 A_{RMS}$ a 400 kHz valor de frecuencia impuesto por las limitaciones propias del material magnético del núcleo del transformador.

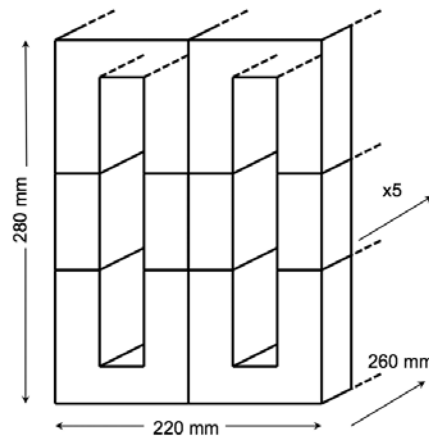
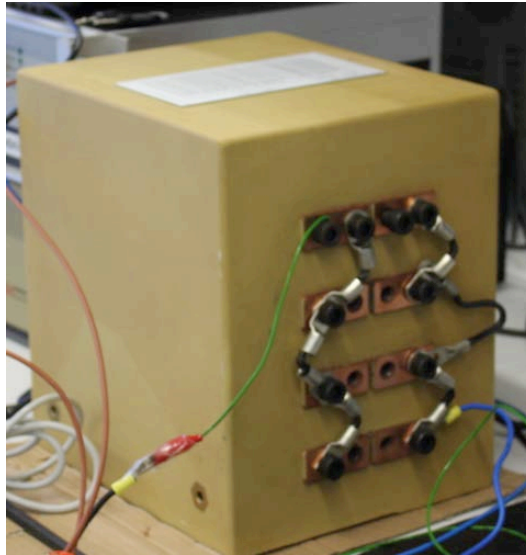


Fig. 6. 3.- Aspecto real y disposición de los núcleos de ferrita en el interior del transformador de alta frecuencia utilizado.

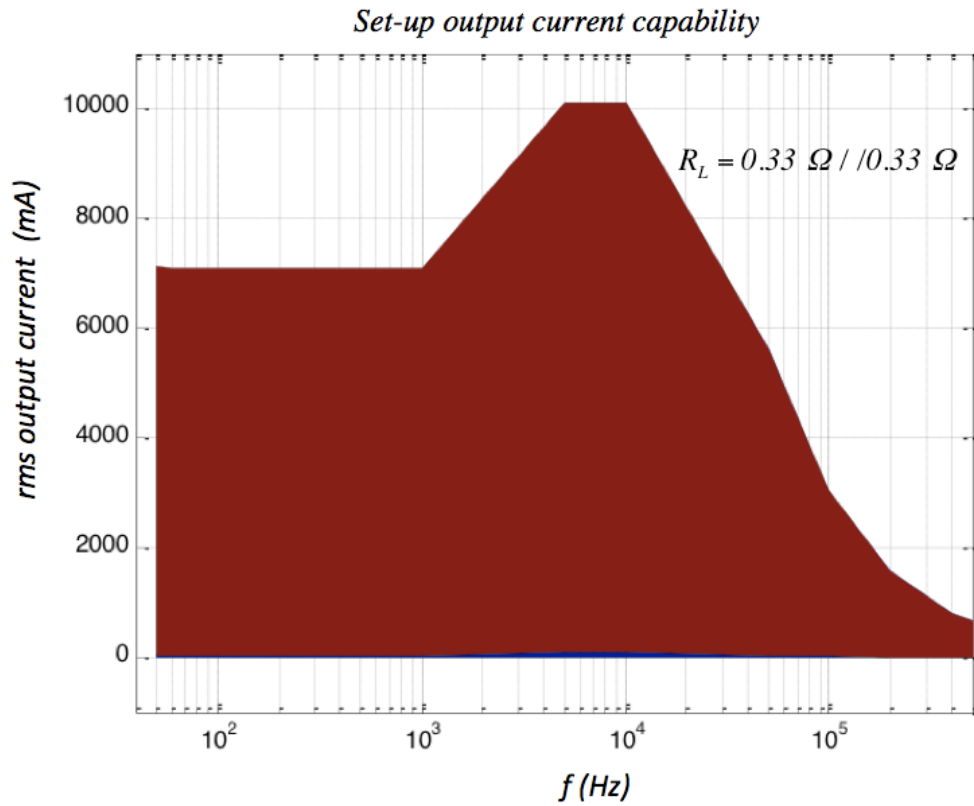


Fig. 6. 4.- Caracterización amplitud RMS-frecuencia en el transformador.

En ambos tests (baja y alta frecuencia) se utilizó un generador de señal modelo 33120A de Agilent. Para la medida de la señal de salida de los sensores (puente de Wheatstone) se utilizaron dos sondas unipolares de tensión 1:1 idénticas y compensadas llevadas a los canales del osciloscopio modelo TDS3034 de la firma Tektronix utilizando su modo diferencial de representación. La medida de la corriente $i(t)$ a sensor se realizó mediante la sonda de corriente TCP202 de la firma Tektronix.

La función transimpedancia fue obtenida a partir de las lecturas de los valores rms de la corriente generada y de la tensión de respuesta del sensor y de la diferencia de fase entre ambas señales. La Fig. 6. 5 recoge esta situación para el caso de una corriente de 200 kHz y 1.54 A_{RMS}. En el experimento se generó una corriente eléctrica de valor eficaz entre 100 mA y 3.6 A para valores de frecuencia de 50 Hz, 60 Hz, 200 Hz, 500 Hz, 1 kHz, 5 kHz, 10 kHz, 50 kHz, 100 kHz y 200 kHz y de 0.8 A_{RMS} para 400 kHz.

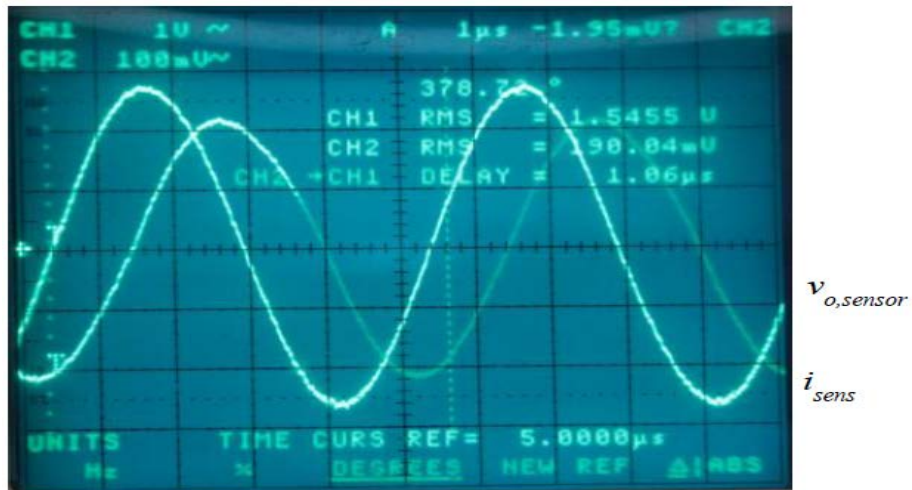


Fig. 6. 5.- Tensión de salida (CH2) del sensor TMR-sin imanes vs. corriente de sentido (CH1), $I_{RMS} = 1.54$ A, $f = 200$ kHz.

Para poder llevar a cabo las mediciones se diseñó un instrumento virtual mediante el software LabView que interaccionara con los equipos de generación de señales y recogida de medidas. La Fig. 6. 6 muestra el panel frontal de dicho instrumento.

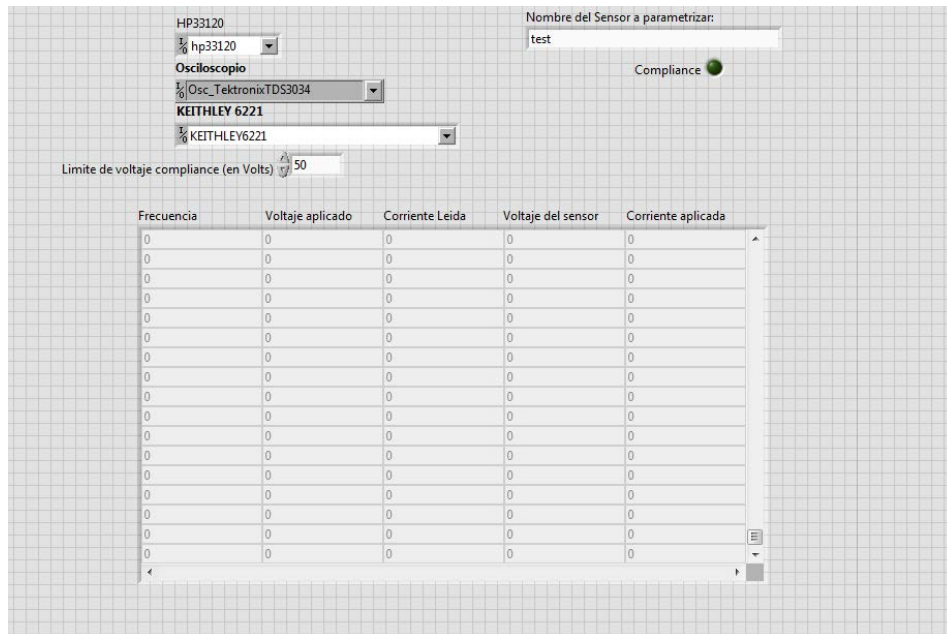


Fig. 6. 6.- Panel frontal del Instrumento virtual para la caracterización en AC.

Para poder realizar la conmutación entre la parte de alta y baja frecuencia se utilizó una tarjeta de adquisición y distribución de señales modelo USB6008 de la firma National Instruments y un circuito electrónico para acoplar la salida digital de la tarjeta a la bobina de un relé. La Fig. 6. 7 muestra parte de la inicialización de dicho programa así como el control de los equipos para realizar el test de baja frecuencia. Fundamentalmente se trata de un bucle iterativo que permiten elegir y reconfigurar los niveles de corriente así como los vectores de frecuencias a obtener en el archivo final. La Fig. 6. 8 realiza el segmento de programa en el que una vez accionado el relé se realiza el test de alta frecuencia. Finalmente el instrumento virtual procede a la sección de cerrado de los instrumentos y salvado de la información.

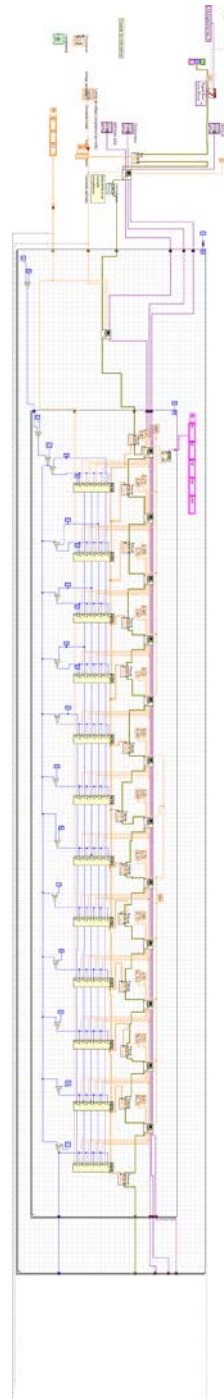


Fig. 6. 7.- Inicialización de instrumentos virtuales y control del análisis de baja frecuencia.

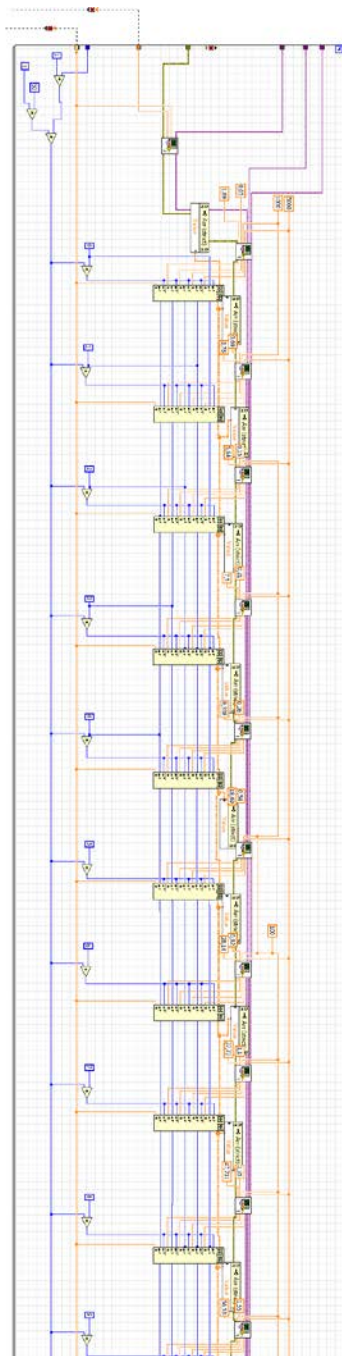


Fig. 6. 8.- Segmento de instrumentación virtual encargado del paso del test de baja al de alta frecuencia.

6.2.- Resultados experimentales, modelización y discusión.

Se obtuvo para cada sensor magnetorresistivo su función de transferencia (transimpedancia) $Z_t(jf)$ (6. 1) en el dominio de la frecuencia tanto en amplitud como en fase, de acuerdo a las expresiones:

$$|Z_t(jf)| = \frac{\text{rms}(v_{o,\text{sensor}})}{\text{rms}(i_{\text{sens}})}$$

$$\text{phase}[Z_t(jf)] = \text{phase}(v_{o,\text{sensor}}) - \text{phase}(i_{\text{sens}})$$

(6. 1)

Mediante el paquete de análisis Matlab se utilizaron cuatro modelos de función de transferencia buscando el mejor ajuste de regresión lineal que minimizara la función de error relativo. Los resultados se muestran en las siguientes figuras. El trazo azul representa el comportamiento real derivado de las medidas realizadas (tanto en magnitud como en fase) y en trazo rojo el modelo fraccional mejor ajustado. Las figuras Fig. 6. 9 a Fig. 6. 13 y las tablas Tabla I a Tabla IV resumen los parámetros de la modelización fraccional realizada.

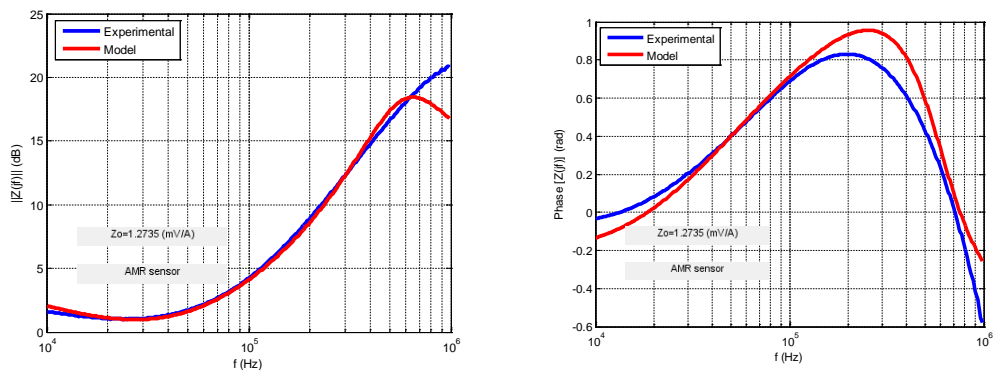


Fig. 6. 9.- Respuesta AC y modelización fraccional del sensor AMR.

La modelización más óptima que se ha encontrado para la respuesta experimental obtenida para este sensor recoge una transimpedancia con dos polos localizados en $f_{p1} = 10$ kHz y $f_{p2} = 600$ kHz y ceros en $f_{z1} = 38$ kHz y $f_{z2} = 245$ kHz con órdenes fraccionales de $\alpha_1 = 0.59$, $\alpha_2 = 1.5$, $\beta_1 = 0.95$ y $\beta_2 = 0.85$ respectivamente. La asíntota horizontal de baja frecuencia (ganancia en DC) fue $z_o = 1.3$ mV/A. La expresión (6. 2) resume el modelo propuesto:

$$Z(jf) = Z_o \frac{\left(\left(j \frac{f}{f_{z1}} \right)^{\beta 1} + 1 \right) \left(\left(j \frac{f}{f_{z2}} \right)^{\beta 2} + 1 \right)}{\left(\left(j \frac{f}{f_{p1}} \right)^{\alpha 1} + 1 \right) \left(\left(j \frac{f}{f_{p2}} \right)^{\alpha 2} + 1 \right)}$$

(6. 2)

donde en este caso la frecuencia de -3 dB de caída ha sido de $f_{-3dB} = 116$ kHz.

Siguiendo de igual forma con el resto de los sensores de corriente se han obtenidos las respuestas experimentales y modelizaciones de las siguientes figuras y tablas.

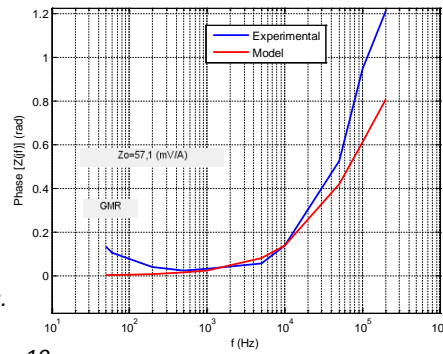
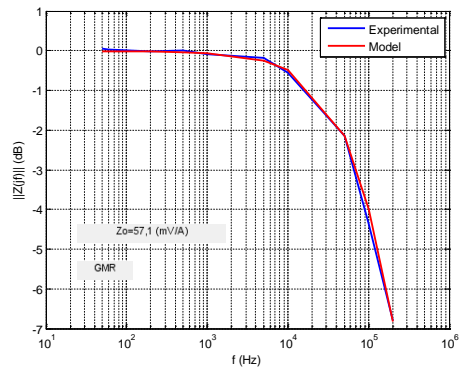


Fig. 6.

10.-

Modelización fraccional del sensor GMR.

Tabla 1.- Parámetros de la modelización fraccional del sensor GMR.

$Z_i(jf)$	α	f_c (kHz)	Z_o (mV/A)	f_{-3dB} (kHz)
$\frac{Z_o}{1 + \left(j \frac{f}{f_c} \right)^\alpha}$	0.8	105.6	57.1	72.2

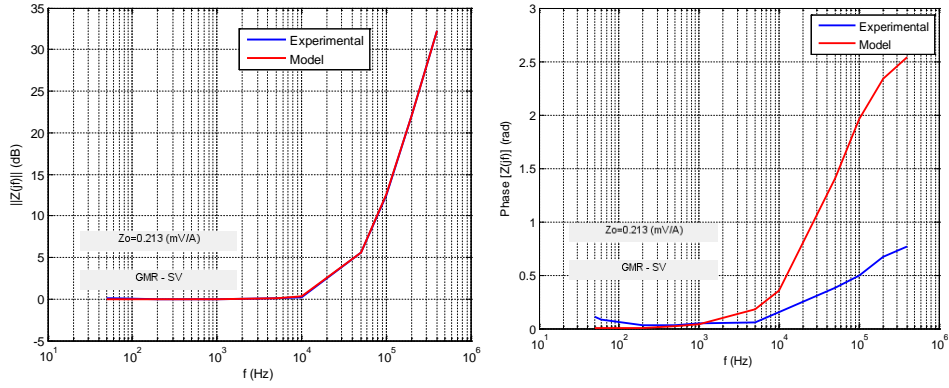


Fig. 6. 11.- Modelización fraccional del sensor GMR-SV.

Tabla II.-Parámetros de la modelización fraccional del sensor GMR-SV.

$Z_i(jf)$	α	f_c (kHz)	Z_o (mV/A)	f_{-3dB} (kHz)
$Z_o \left[1 + \left(j \frac{f}{f_c} \right)^\alpha \right]$	1.8	48.3	0.21	25.5

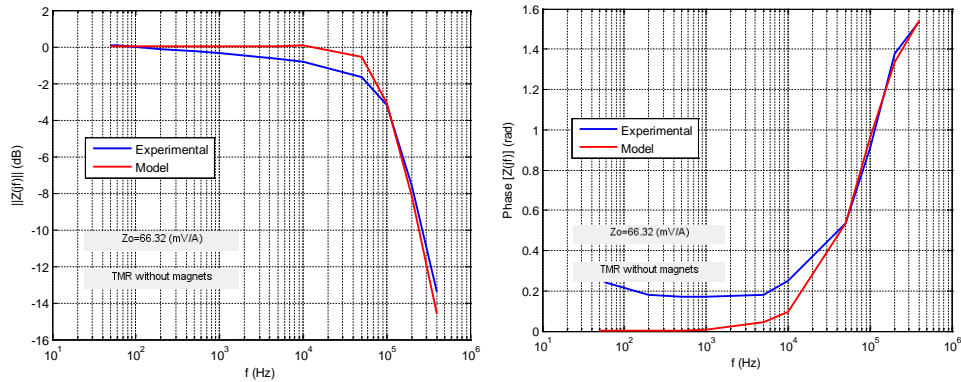


Fig. 6. 12.- Modelización fraccional del sensor TMR-sin magnetización interna.

Tabla III.- Parámetros de la modelización fraccional del sensor TMR-sin magnetización interna.

$Z_i(jf)$	α	f_c (kHz)	Z_o (mV/A)	f_{-3dB} (kHz)
$\frac{Z_o}{1 + \left(j \frac{f}{f_c} \right)^\alpha}$	1.1	86	66.3	99

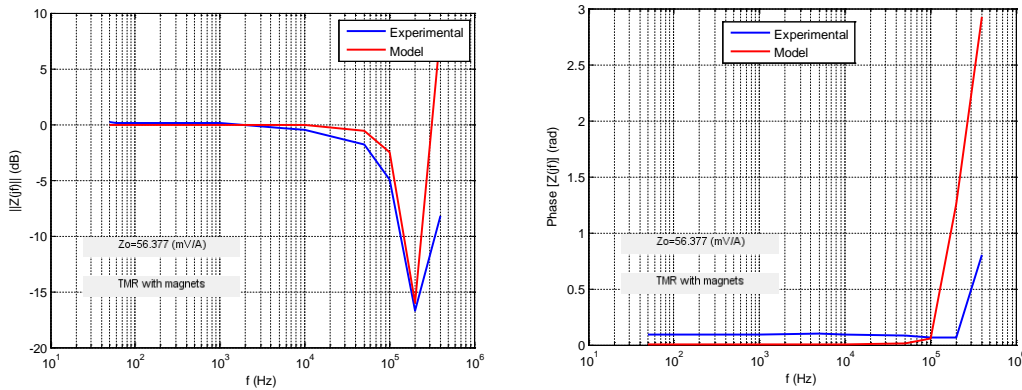


Fig. 6. 13.- Modelización fraccional del sensor TMR-con magnetización interna.

Tabla IV.- Parámetros de la modelización fraccional del sensor TMR-con magnetización interna.

$Z_i(jf)$	α	f_c (kHz)	Z_o (mV/A)	f_{-3dB} (kHz)
$Z_o \left[1 + \left(j \frac{f}{f_c} \right)^\alpha \right]$	1.9	204	56.4	108

Las medidas experimentales y el proceso de modelización revelan que por un lado los sensores GMR y TMR-sin imanes presentan un comportamiento fraccional de su transimpedancia del tipo pasa-baja, el primero de ellos con un índice fraccional α menor que la unidad y el segundo mayor (Fig. 6. 10 y Fig. 6. 12 Tabla I y Tabla III). Ambos sensores presentan también una frecuencia de -3 dB alrededor de los 70-100 kHz y transimpedancia DC Z_o similar. Por otra parte los sensores GMR-SV y TMR-con imanes manifiestan un comportamiento fraccional paso-bajo invertido con índice α ligeramente menor a 2 (Fig. 6. 11 y Fig. 6. 13, Tabla II y Tabla IV).

Puede observarse también la presencia de una región de resonancia en la respuesta del sensor TMR-con imanes consecuencia de tener su índice fraccional próximo al valor $\alpha = 2$ en combinación con su frecuencia característica f_c . Hasta donde pudo llegarse con el dispositivo experimental diseñado ($0.8 A_{rms}$ con $f = 400$ kHz) las medidas revelaron un aumento del valor en amplitud de la función de transferencia en la zona de alta frecuencia. Probablemente utilizando un dispositivo experimental mejorado la función de transferencia encontraría una limitación superior pero este comportamiento no ha sido obtenido. Aún y cuando este aumento ocurra en la región de alta frecuencia es posible realizar una compensación en frecuencia conectando a la salida del sensor un filtro pasa-baja diferencial con una frecuencia de corte adecuadamente diseñada [4].

Por otra parte, se observa que el sensor AMR responde a un modelo más complejo con dos polos y dos ceros y sus diferentes índices fraccionales. El mayor ancho de banda obtenido corresponde al sensor con tecnología TMR (con o sin imanes) los que proporcionan, a su vez una mayor sensibilidad en DC z_o (*Tabla III* y *Tabla IV*). Estas propiedades hace que este tipo de sensores sean de especial interés en aplicaciones industriales de medida de corriente. También sería posible extender el rango en frecuencia con la técnica anteriormente comentada y descrita en [4].

Un efecto que se ha observado en el sensor TMR-sin imanes al procesar las medidas realizadas ha sido la variación de su respuesta en frecuencia con la corriente de alimentación I_{cc} . La *Fig. 6. 14* muestra cómo la frecuencia de corte de la función transimpedancia se desplaza hacia mayores frecuencias conforme la corriente de alimentación aumenta. No obstante debe alcanzarse, en una aplicación práctica, un compromiso entre ancho de banda y consumo y autocalentamiento en el sensor para encontrar el punto óptimo de trabajo.

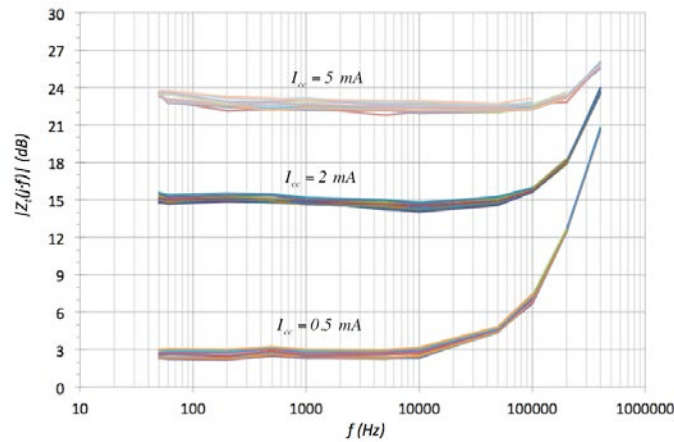


Fig. 6. 14.- Variación de la respuesta en frecuencia del sensor TMR-sin imanes con la corriente de polarización I_{cc} .

6.3.- Comportamiento frente a polarización AC.

También se ha realizado un estudio experimental de cual es la respuesta del sensor de corriente (en este caso TMR-sin imanes) cuando la corriente de alimentación del puente de Wheatstone sensor es de tipo AC senoidal. Ello permitiría desarrollar aplicaciones del sensor como multiplicador analógico de cara a una posible medida de potencia eléctrica [4]-[6].

Para ello se ha desarrollado el dispositivo experimental mostrado en la Fig. 6. 15 . La fuente de señal modelo 33522 de Agilent Technologies es un generador de funciones de dos canales que permite sincronizar sus señales y crear diferencias de fase entre ellas. La tensión de salida del canal 1 se acopla a la entrada del amplificador de transconductancia y servirá para generar la corriente AC a sensor. La tensión que ofrece el canal 2 se conecta como alimentación AC del sensor (puente de Wheatstone). El experimento se realizó para las frecuencias de 50 Hz y 60 Hz. Se eligió una amplitud de tensión AC de polarización tal que el sensor estuviera alimentado alrededor de los 2.5 mA rms. Valor suficiente para evitar el problema de relación señal a ruido que surge en niveles más bajos y tratando de evitar el auto calentamiento del sensor por disipación de potencia, el cual está en el orden de los 6.25 mW a 8.75 mW.

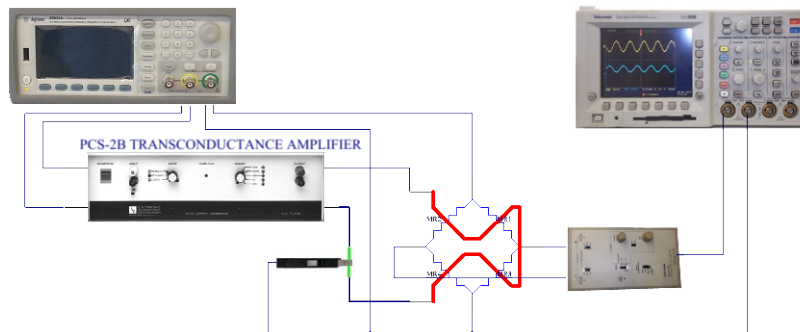


Fig. 6. 15.- Montaje y conexión propuesta para la medición de efectos de polarización de corriente alterna.

Una vez revisado todo se procedió a adquirir muestras de manera automatizada, para ello se hace uso de un sistema intermedio para actuar con el computador y para poder amplificar la señal. El sistema de adquisición que se diseñó está basado en procesador dsPIC sobre el que se implementó un software que permite variar la frecuencia de muestreo y así facilitar posteriores análisis. En este caso se propone el sistema de adquisición mostrado en la Fig. 6. 16.

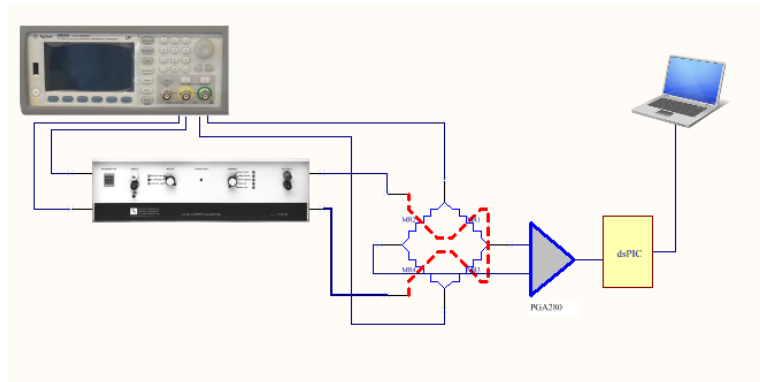


Fig. 6. 16.- Sistema de adquisición de señales de sensores magnetorresistivos con salida diferencial y envío de datos al computador.

La Fig. 6. 17 recoge la respuesta para una corriente de polarización rms de 2.5 mA aplicada al sensor y una corriente de 10 A circulando sobre la pista conductora para diferencias de fase entre 0° y 90° entre ambas. Las muestras adquiridas están referidas a un convertidor A/D de 5 V de margen de entrada y 12 bits de resolución con lo que se disponía de 4095 niveles equivalentes a $1221 \mu\text{V}$ por nivel. El sistema de adquisición disponía de un amplificador de ganancia

programable (PGA) con ganancia seleccionada de 22 y una referencia de voltaje de 2.5 V.

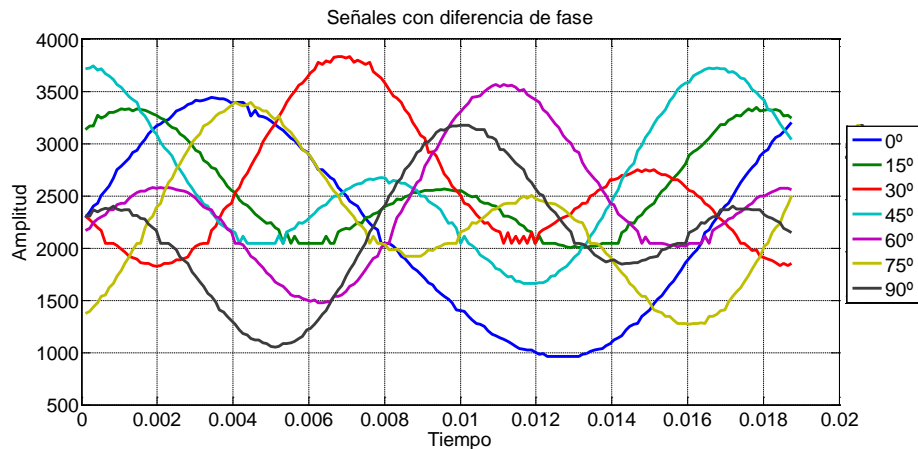


Fig. 6. 17.- Señales de respuesta de un sensor magnetorresistivo TMR sin imanes con $10 A_{RMS}$ de corriente por la pista y $2.5 mA_{RMS}$ de corriente de polarización.

El análisis que se ha expuesto en este capítulo ha dado lugar a las siguientes publicaciones:

"Fractional Modeling of the AC Large-Signal Frequency Response in Magnetoresistive Current Sensors", S. I. Ravelo, D. Ramírez, J. Sánchez, S. Cardoso, R. Ferreira, P. J. P. Freitas, *Sensors* 2013, 13(12), 17516-17533.

Cuyos datos de repercusión objetiva son:

Factor de impacto (2013): 2.048

Posición en categorías:

INSTRUMENTS & INSTRUMENTATION 10/57 Cuartil Q1

"Electrical Characterization of a Magnetic Tunnel Junction Current Current Sensor for Industrial Applications", J. Sánchez, D. Ramírez, S. I. Ravelo, A. Lopes, S. Cardoso, R. Ferreira, P. P. Freitas, *IEEE Transactions on Magnetics*, 48, 11 (2012), 2823-2826.

Cuyos datos de repercusión objetiva son:

Factor de impacto (2012): 1.422

Posición en categorías:

ENGINEERING, ELECTRICAL & ELECTRONIC 90/243 Cuartil Q2

PHYSICS, APPLIED

64/128 Cuartil Q3

"MgO Magnetic Tunnel Junction Electrical Current Sensor With Integrated Ru Thermal Sensor", A. Lopes, S. Cardoso, R. Ferreira, E. Paz, F. L. Deepak, J. Sánchez, D. Ramírez, S. I. Ravelo, P. P. Freitas, IEEE Transactions on Magnetics, 49, 7, 3866-3869, July 2013.

Cuyos datos de repercusión objetiva son:

Factor de impacto (2013): 1.213

Posición en categorías:

ENGINEERING, ELECTRICAL & ELECTRONIC 125/248 Cuartil Q3

PHYSICS, APPLIED 86/136 Cuartil Q3

También dio lugar a las siguientes comunicaciones en Congreso:

"Magnetic tunnel junction current sensor for industrial applications", J. Sánchez, D. Ramírez, S. I. Ravelo, A. Lopes, S. Cardoso, R. Ferreira and P. P. Freitas, Digest of the IEEE International Magnetics Conference (Intermag), Vancouver (BC), Canadá, 7-11 Mayo, 2012.

"Effect of polarization current on the frequency response of magnetoresistive sensors based on magnetic tunnel junction technology", S. I. Ravelo, D. Ramírez, J. Sánchez, S. Cardoso, P. P. Freitas, R. Ferreira, Comunicación, XXXIV Reunión Bial de la Real Sociedad Española de Física, Proceedings del Congreso, pp. 869-870, Valencia, 15-19 Julio 2013.

"Power measurement based on a tunnel magnetoresistive effect based sensor with analysis by Fourier transform", D. Ramírez, Sergio I. Ravelo, S. Cardoso, P. P. Freitas, XXXV Bial de la Real Sociedad Española de Física. Resúmenes de las comunicaciones. Gijón, 6-10 Julio 2015.

6.4.- Referencias bibliográficas.

[1] Sánchez, J.; Ramírez, D.; Cardoso, S.; Casans, S.; Navarro, A.E.; Freitas, P.P., "A non-invasive thermal drift compensation technique applied to a spin-valve magnetoresistive current sensor", Sensors 2011, 11, 2447–2458.

[2] Lopes, A.; Cardoso, S.; Ferreira, R.; Paz, E.; Francis, L.; Sánchez, J.; Ramírez, D.; Ravelo, S.I.; Freitas, P.P., "MgO Magnetic Tunnel Junction Electrical Current Sensor with Integrated Ru Thermal Sensor", Proceedings of the 12th Joint MMM/Intermag Conference, Chicago, IL, USA, 14–18 January 2013.

- [3] Sánchez, J.; Ramírez, D.; Ravelo, S.I.; Lopes, A.; Cardoso, S.; Ferreira, R.; Freitas, P.P., “Electrical characterization of a magnetic tunnel junction current sensor for industrial applications”, IEEE Trans. Magnet. 2012, 48, 2823–2826.
- [4] J. Sánchez Moreno, D. Ramírez Muñoz, S. Casans Berga, “Extending magnetoresistive AC transfer characteristics for current measurement”, IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC08). Proceedings del Congreso, pp. 305-308. Victoria (Canadá), 12-15 Mayo 2008.
- [5] D. Ramírez Muñoz, J. Sánchez Moreno, S. Casans Berga, A. E. Navarro Antón, “Active power analog front-end based on a Wheatstone-type magnetoresistive sensor”, Sensors & Actuators A 169 (2011), 83-88. DOI:10.1016/j.sna.2011.04.044.
- [6] D. Ramírez, Sergio I. Ravelo, J. Sánchez, S. Cardoso, P. P. Freitas, “Monitorización del consumo energético mediante vatímetro magnetorresistivo en red (SPINWATT)”, XXXV Bienal de la Real Sociedad Española de Física. Resúmenes de las comunicaciones. Gijón, 6-10 Julio 2015.

Capítulo 7

Estudio y evaluación del comportamiento frente a radiación de sensores de corriente magnetorresistivos TMR

El presente capítulo no estuvo previsto inicialmente en las investigaciones a realizar durante el tiempo de ejecución de la Tesis. Sin embargo se coincidió en el tiempo con la realización en el laboratorio de investigación de un proyecto en el campo de los convertidores conmutados de potencia para aplicaciones aeroespaciales. El hecho de poder sensar la corriente eléctrica de estos convertidores mediante sensores de corriente magnetorresistivos hizo que se planteara un nuevo objetivo a incluir en la memoria de esta Tesis como fue el de realizar un estudio del comportamiento de estos sensores frente a radiación. No se ha encontrado reportado en el estado de la técnica trabajos previos relacionados con el comportamiento de sensores de corriente TMR frente a radiación por lo que se decidió avanzar en su estudio y desarrollo.

En este capítulo se describe el dispositivo experimental diseñado, el procedimiento seguido y se analiza el comportamiento de sensores de corriente magnetorresistivos obtenidos a partir de uniones magnéticas basadas en el efecto túnel magnetorresistivo. Estos sensores serán sometidos a un test de tipo TID (total ionizing dose) siguiendo en la medida de nuestras posibilidades la norma de la Agencia Espacial Europea desarrollada en la especificación ESCC No 22900, [1].

7.1.- Procedimiento experimental y secuencia de test.

El sensor se diseñó y fabricó en las instalaciones del INESC-MN en Lisboa. Es capaz de sensar hasta 30 A de corriente en un convertidor conmutado. Se construyó una PCB en la cual disponer el substrato del sensor, la electrónica de acondicionamiento y el conductor de cobre. Este se colocó bajo la placa de circuito impreso en una distancia adecuada para que los elementos magnetorresistivos trabajen en su zona lineal dentro de la característica R-H (**Fig. 7. 1**).

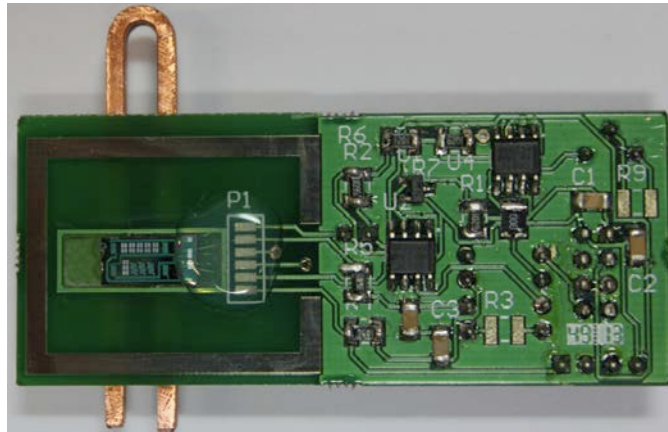


Fig. 7. 1.- Transductor completo basado en sensor de corriente TMR.

Los sensores fueron irradiados por una fuente de rayos X suministrada por el sistema TrueBeam™ STx. Este se localiza en el Servicio de Radioterapia del Hospital La Fe en la ciudad de Valencia. El haz de fotones posee una energía de 6 MeV con un espectro de fotones de hasta 6 MeV con una energía promedio de 2 MeV y trabaja con una tasa de 6 Gy/min (36 krad/h), (**Fig. 7. 2**). Esta tasa se incluye en la lista de tasas descrita por la especificación ESCC No. 22900 de la Agencia Espacial Europea en [1]. La **Fig. 7. 3** muestra la instalación en la que se realizó el experimento.

Los sensores fueron irradiados considerando como nivel de referencia de irradiación los 10 krad. Con ello inicialmente se irradiaron, de acuerdo al estándar, con una dosis de 1/3 la de referencia, a continuación con la dosis de referencia y finalmente con una dosis 3 veces la de referencia (30 krad). Esta

secuencia de irradiaciones se corresponde con una dosis del tipo D descrito en [1].

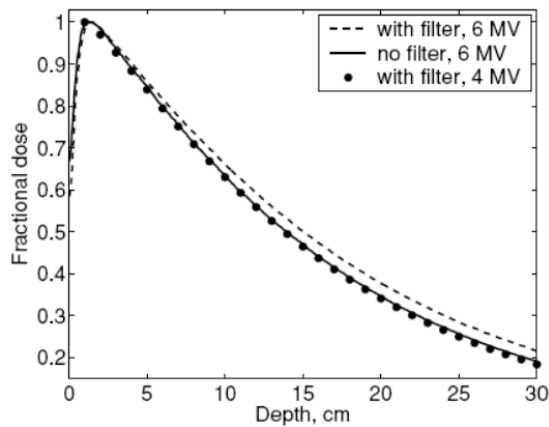


Fig. 7. 2.- Perfil de dosis suministrada por la fuente de irradiación utilizada.

Los sensores se situaron a una distancia de 100 cm de la fuente de irradiación en un campo de 40 cm x 40 cm bajo una capa de 2 cm de agua plástica para evitar el efecto build-up [2]. Su origen viene del alcance de los electrones tras el efecto Compton que es el que domina. El efecto Compton trata del choque de fotones de alta energía como rayos X con electrones libres. En el caso de la irradiación se ha colocado una capa de material plástico acuoso para evitar esa zona y poder irradiar homogéneamente los sistemas electrónicos.



Fig. 7. 3.- Fuente de radiación de Rayos X empleada.

La otra capa de material plástico se coloca bajo el elemento a radiar para minimizar reflexiones que pudieran provocar ondas estacionarias (efecto *backscatter*). Las partículas al ser emitidas por la fuente e impactar con el blanco sufren reflexión, refracción y dispersión, así como retro dispersión que serían las partículas u ondas que regresan al punto de origen. De esta forma se generan señales estacionarias o modificaciones de nivel estable de radiación al crear interferencias constructivas o destructivas.

El recinto en el que se irradiaron los sensores estuvo a una temperatura de 25°C y no osciló más allá de 2°C durante el tiempo de exposición. La **Fig. 7. 4** muestra la distribución en el recinto de los equipos de medida y la disposición de las conexiones realizadas.

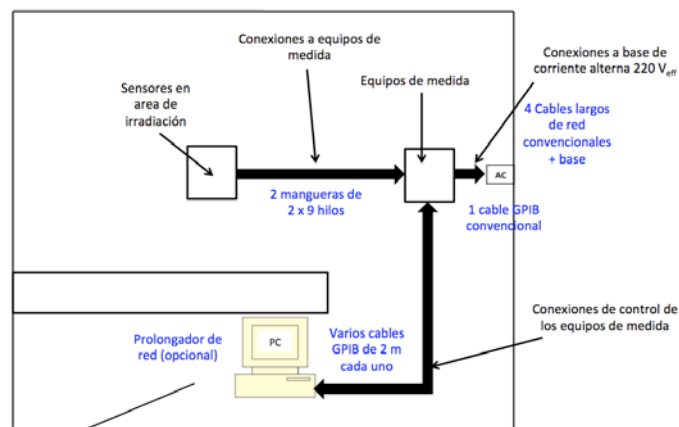


Fig. 7. 4.- Distribución de los cables y conexiones de los equipos de generación de señales y de medida en el interior del recinto de exposición.

El dispositivo experimental se diseñó para realizar un test en la modalidad in-situ [1] midiendo las señales de interés en el momento de la aplicación de las dosis de 1/3, referencia y 3 veces la dosis de referencia. Los equipos electrónicos así como el computador se dispusieron alejados lo suficiente del área de irradiación con objeto de evitar que se dañen y la generación de perturbaciones en las medidas.

El tiempo transcurrido desde la finalización de una exposición a la toma de medidas fue siempre inferior a 1 min y el tiempo transcurrido entre exposiciones inferior a 5 min. La **Fig. 7. 5** muestra el sistema de instrumentación diseñado.

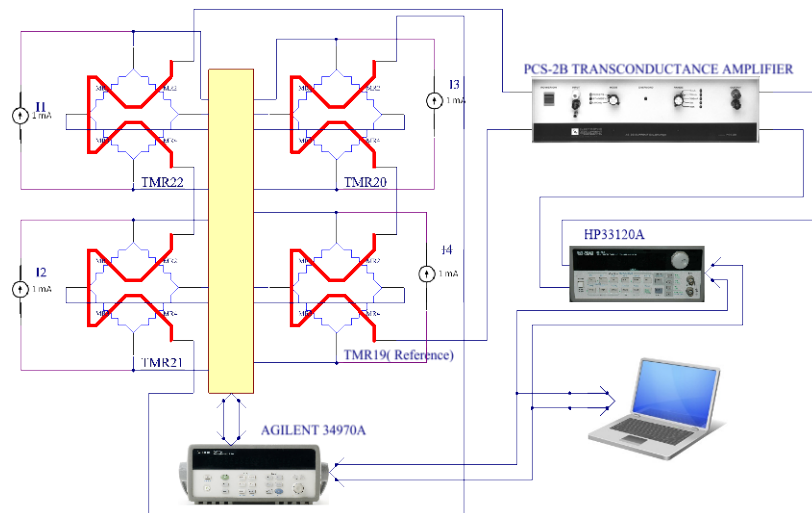


Fig. 7. 5.- Sistema de instrumentación diseñado para el test de mediciones in-situ.

El sistema está compuesto por un amplificador de transconductancia (modelo 3200 PCS-2B de la firma Krohn-Hite) que generó corrientes DC entre -10 A y +10 A. Este amplificador es controlado por una señal de tensión procedente del generador de señal modelo 33120A de Hewlett-Packard. Durante todo el proceso los sensores se alimentaron a corriente constante de 1 mA de forma individual. Se decidió usar fuentes individuales independientes en lugar de usar una fuente que alimente en serie a todos ellos para evitar que el posible fallo de un sensor pudiera interrumpir la alimentación de los restantes perdiéndose las señales a adquirir en todos ellos. La **Fig. 7. 6** muestra la fuente de corriente diseñada para alimentar cada sensor TMR.

Como se puede ver se tiene un punto para poder verificar la corriente que pasa por el sensor y que es cortocircuitada cuando se ha verificado, es por si hay alguna falla se pueda verificar antes de realizar las mediciones. El sistema de instrumentación ha sido diseñado para tomar las tensiones de salida diferenciales de los sensores (son puentes de Wheatstone) así como la tensión entre terminales de alimentación de cada puente. De esta forma se podrá tener información del comportamiento de la sensibilidad y de la resistencia de entrada del puente sensor, entre otras.

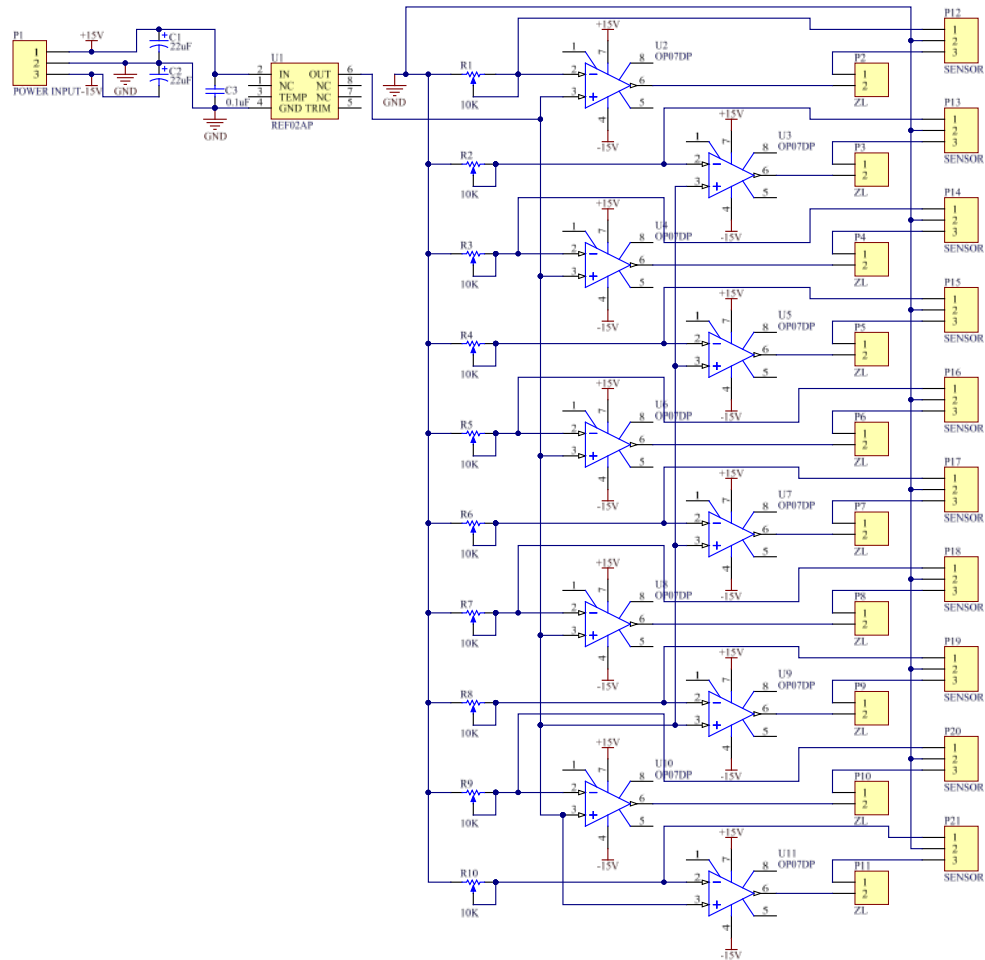


Fig. 7. 6.- Fuente de corriente diseñada para alimentar cada sensor TMR.

Se ha diseñado en Labview una instrumentación virtual que controla todo el proceso (**Fig. 7. 7** y **Fig. 7. 8**).

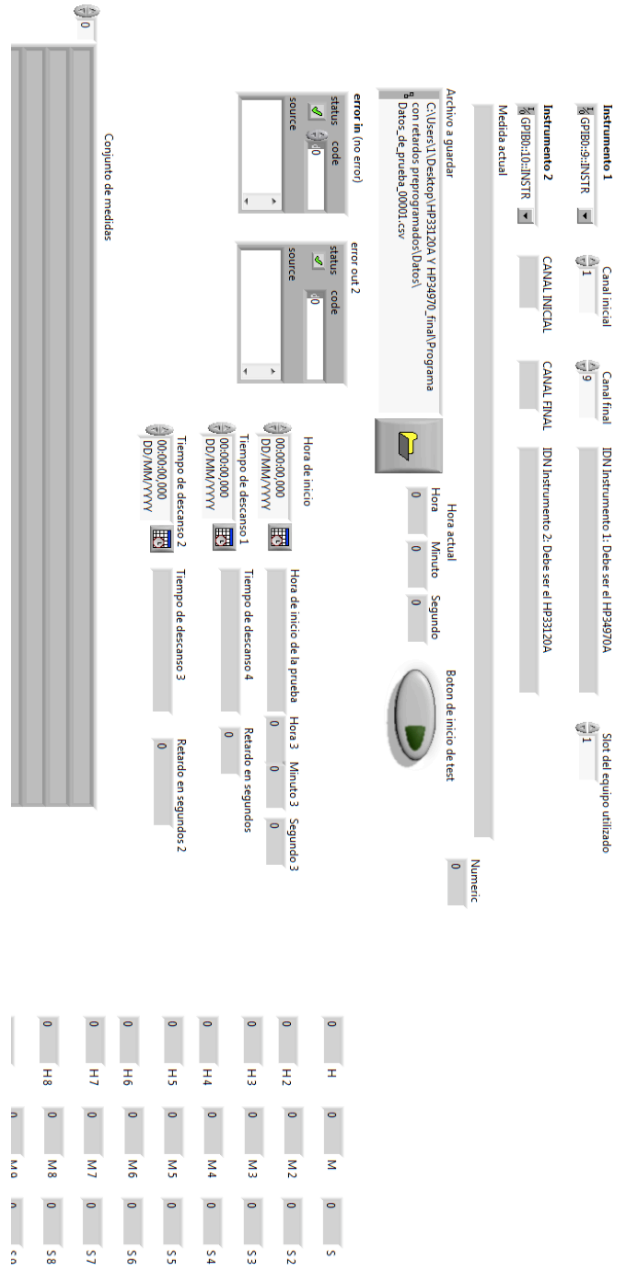


Fig. 7. 7.- Panel frontal de la instrumentación para la realización de medidas automatizadas.

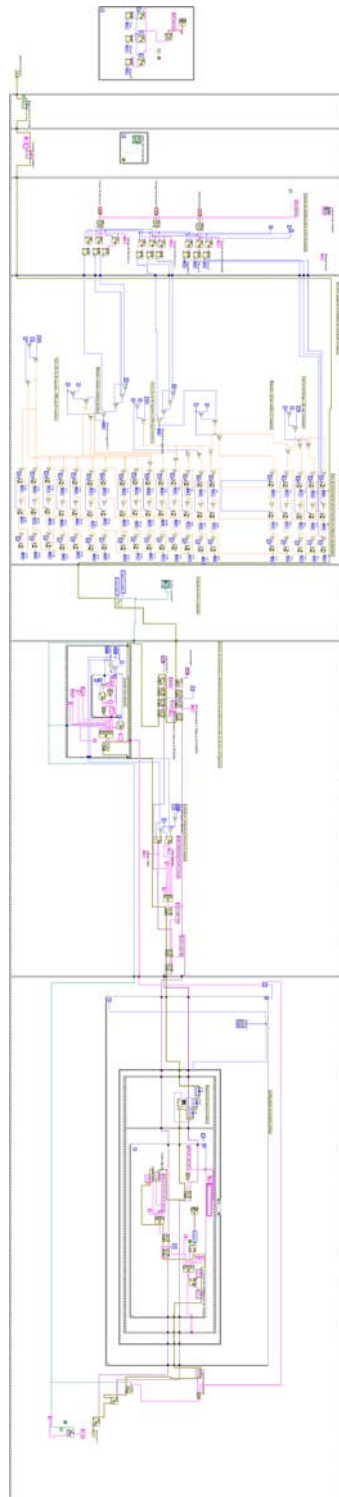


Fig. 7. 8.- Diagrama de bloques de la instrumentación para realización de medidas automatizadas.

La instrumentación permite leer la fecha y hora del sistema lo que permite decidir el momento para iniciar la prueba pulsando un botón. Al iniciar recalcula los puntos de tiempo en los cuales debe realizar las muestras, activa los equipos con los parámetros para realizar los barridos de corriente pertinentes y toma las medidas almacenando los resultados en un archivo CSV para su posterior análisis.

En este estudio se medirán 4 sensores, tres de ellos como grupo de control a ser irradiado y el cuarto para controlar siendo el sensor de referencia. Para el estudio los sensores están con bounding o micro conexión del sensor al punto de la PCB correspondiente al aire sin ninguna silicona de protección, lo cual es recomendable ya que al estar así podrían sufrir daños o desconexiones. En la **Fig. 7. 9** se muestra un sensor sin protección con el bounding expuesto.

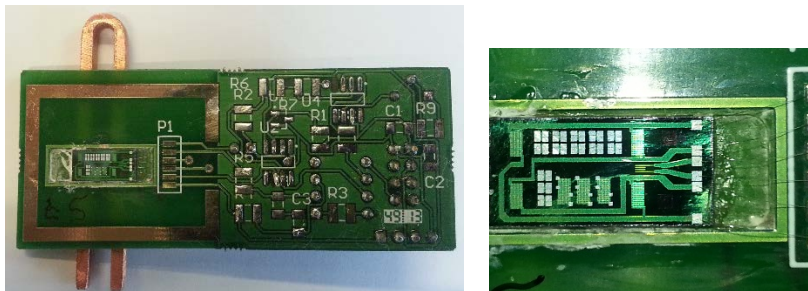


Fig. 7. 9.- Sensor TMR con conexiones expuestas.

Siguiendo el procedimiento descrito en [1] la secuencia de test quedó dividida en varios pasos que pueden resumirse en:

- a) Identificación de las señales eléctricas a ser monitoreadas in-situ.
- b) Caracterización eléctrica de los dispositivos en una cámara climática en el laboratorio.
- c) Despliegue de instrumentación en el sitio de radiación.
- d) Radiación de los dispositivos a la tasa y nivel predefinidos. Medición de las señales eléctricas mientras la dosis se incrementa.
- e) Medida de las señales una vez que la radiación ha terminado.
- f) Medición de los parámetros a las 12, 24 y 168 h (7 días) después del punto de radiación final.
- g) Proceso de recocido durante 168 h a 80°C para realizar un envejecimiento artificial acelerado.
- h) Caracterización final a temperatura ambiente.

7.2.- Resultados experimentales y discusión.

Se midió cada sensor antes y después del proceso de irradiación comparando las características de los irradiados con el sensor de referencia (no irradiado). Para los barridos se comienza en 0 A de corriente por la pista de los sensores, sube a 10 A y baja a -10 A terminando en 0 A.

i) Parámetros eléctricos antes de la irradiación.

Tabla I.- Propiedades eléctricas iniciales de los sensores antes de la irradiación.

Propiedades eléctricas estáticas del grupo de sensores TMR antes de la irradiación				
Sensor (25 °C)	S (mV/A)	$V_{o,sensor}$ (i=0, mV)	H (mV)	$R_{inp,bridge}$ (k Ω)
TMR 22	1.26	-88.2	0.39	1.17
TMR 21	1.83	13.6	0.52	1.43
TMR 20	1.57	184	0.35	1.35
TMR 19 (referencia)	1.87	-80.2	0.49	1.21

En la **Tabla I** se recogen las medidas realizadas en el grupo de sensores estudiados de su sensibilidad, tensión de offset, histéresis y resistencia de entrada del puente todo ello antes de ser irradiados. La histéresis se obtuvo como la diferencia entre el máximo y el mínimo de las tres lecturas de la tensión de salida del puente para una corriente de conductor $i=0$. Los valores obtenidos de sensibilidad están alrededor de los 1.63 mV/A con mínimo en 1.26 y máximo en 1.87 mV/A. esta sensibilidad da lugar a valores normalizados superiores a las tecnología previas descritas en [3], [4].

La columna de tensión de offset muestra mayor variabilidad y está relacionada con factores de incertidumbre que intervienen en el proceso de fabricación (resolución limitada en el proceso de alineamiento de máscaras y en los de giro de obleas para deposición). El grupo de sensores posee baja histéresis

permaneciendo alrededor de 0.5 mV. En relación a la resistencia de entrada del puente los valores medidos oscilan alrededor de 1.5 k Ω , valor suficiente para permitir que el puente se alimente a 1 mA con fuente de corriente. La **Fig. 7. 10** muestra la linealidad obtenida en el grupo de sensores sometido a un barrido entre -10 A y +10 A.

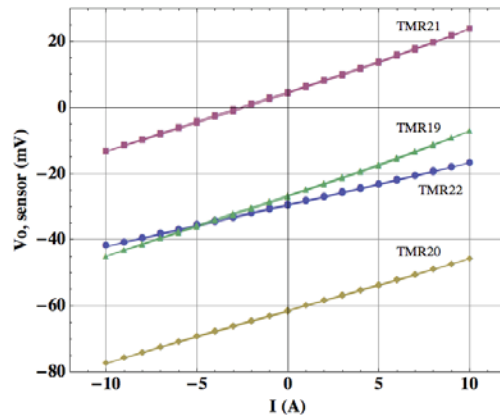


Fig. 7. 10.- Tensión de salida del grupo de sensores TMR antes de irradiación (se incluye el sensor de referencia TMR19).

ii) Comportamiento de los sensores durante y después de la irradiación.

Las siguientes figuras muestran la evolución de los parámetros eléctricos de la tabla anterior a medida que aumenta la dosis de irradiación (hasta 43 krad). Los puntos finales en cada gráfica corresponden al valor del parámetro eléctrico a las 12, 24 y 168 h posteriores a la finalización de la irradiación.

La **Fig. 7. 11** muestra cómo la sensibilidad de los sensores cambia desde su valor inicial a un valor ligeramente inferior en el cual permanece durante todo el proceso de irradiación. Numéricamente se obtuvo una disminución entre el 3.8 % y 5.5 %. También se observa cómo una vez finalizó la irradiación la sensibilidad recuperó valores muy cercanos al inicial previo a la irradiación permaneciendo en el a las 12, 24 y 168 h de ella.

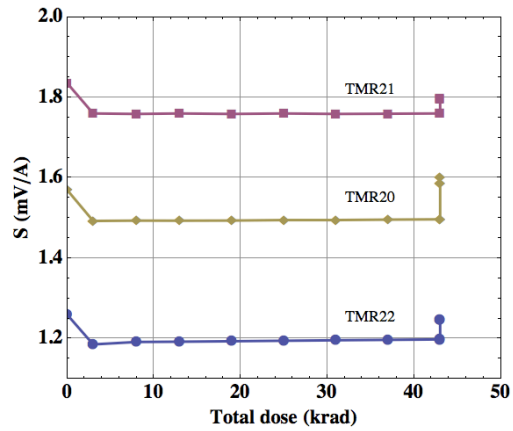


Fig. 7. 11.- Comportamiento de la sensibilidad de los sensores TMR vs. dosis de irradiación.

Por otra parte la resistencia de entrada del puente $R_{in,bridge}$ y de la tensión de offset $V_{o,sensor (i=0)}$ tienen un comportamiento ligeramente diferente. Las figuras **Fig. 7. 12** y **Fig. 7. 13** muestran que estos parámetros no se ven afectados por la dosis de irradiación aplicada, permaneciendo estable no solo durante ese tiempo sino a las 12, 24 y 168 h posteriores a ella. Ello sugiere que la resistividad total de las multicapas que constituyen cada elemento TMR del puente de Wheatstone no se ven alteradas frente a la dosis aplicada de irradiación.

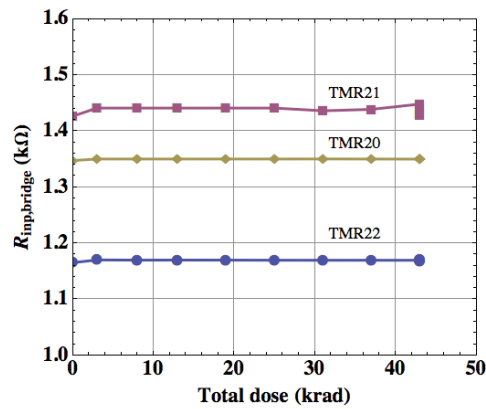


Fig. 7. 12.- Comportamiento de la resistencia de entrada del puente de sensores TMR vs. dosis de irradiación.

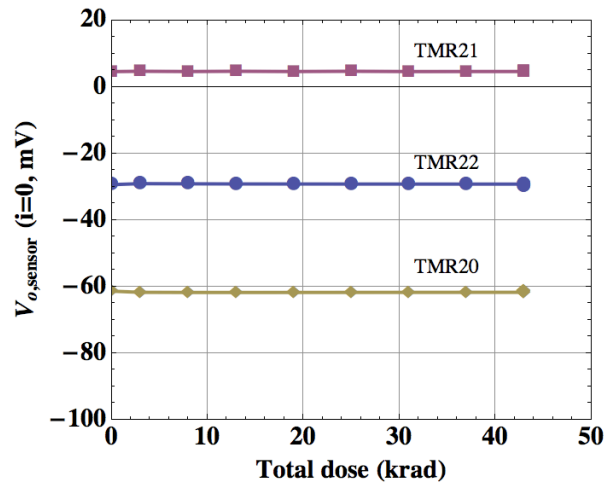


Fig. 7. 13.- Comportamiento de la tensión de offset de los sensores TMR vs. dosis de irradiación.

Respecto a la histéresis de los sensores, la muestra un comportamiento similar al de la sensibilidad. El interior de la **Fig. 7. 14** muestra cómo la histéresis permanece estable durante el periodo de irradiación a un valor inferior al inicial previo a ella pero una vez finalizada la histéresis medida alcanzó valores mayores al inicial. Estos valores aumentan con el tiempo transcurrido posterior a la irradiación alcanzando su máximo a las 168 h de finalizada.

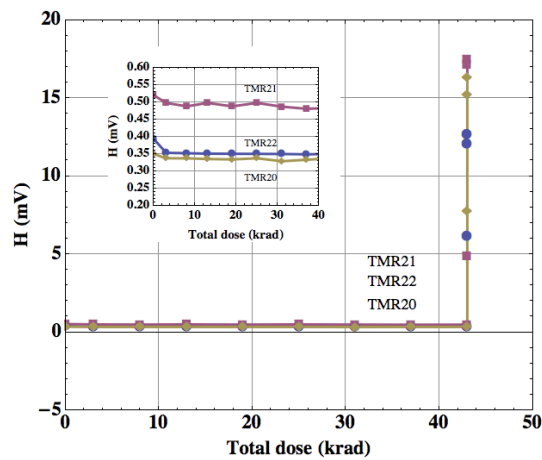


Fig. 7. 14.- Comportamiento de la histéresis de los sensores TMR vs. dosis de irradiación. El interior de la figura muestra un detalle de la gráfica.

iii) Influencia del recocido.

Una vez el grupo de sensores bajo estudio fue monitorizado a las 12, 24 y 168 h (una semana) de la irradiación se sometió a un periodo de otras 168 h de recocido (calentamiento en horno) a 80°C. Todo ello para seguir, de la mejor manera posible, la especificación de la ESA descrita en [1]. Al finalizar este periodo de recocido se volvieron a medir los mismos parámetros eléctricos en todos los sensores. Puede observarse que los parámetros directamente relacionados con el efecto magnetorresistivo tales como sensibilidad e histéresis (**Fig. 7. 15** y **Fig. 7. 18**) muestran una sensible variación después del recocido por lo que temperaturas alrededor de los 80°C hacen cambiar su comportamiento.

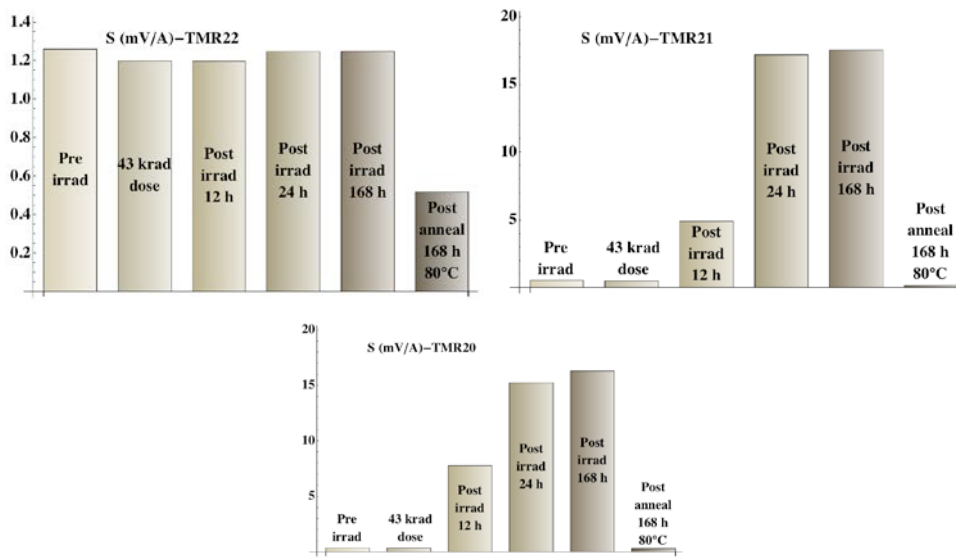
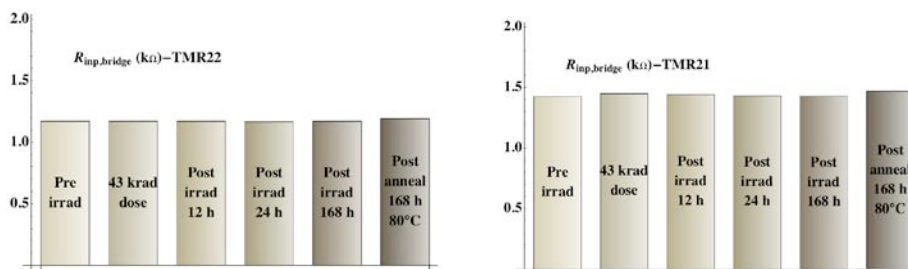


Fig. 7. 15.- Evolución de la sensibilidad de los sensores TMR antes y después de un proceso de 168 h de recocido a 80°C.



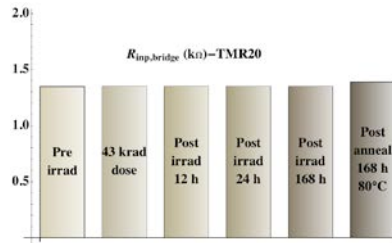


Fig. 7. 16.- Evolución de la resistencia de entrada del puente TMR antes y después de un proceso de 168 h de recocido a 80°C.

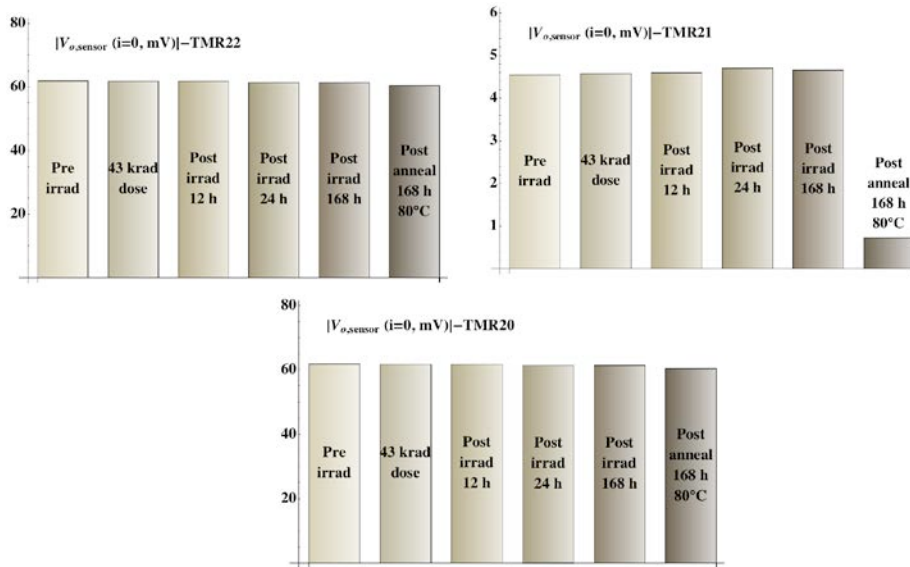
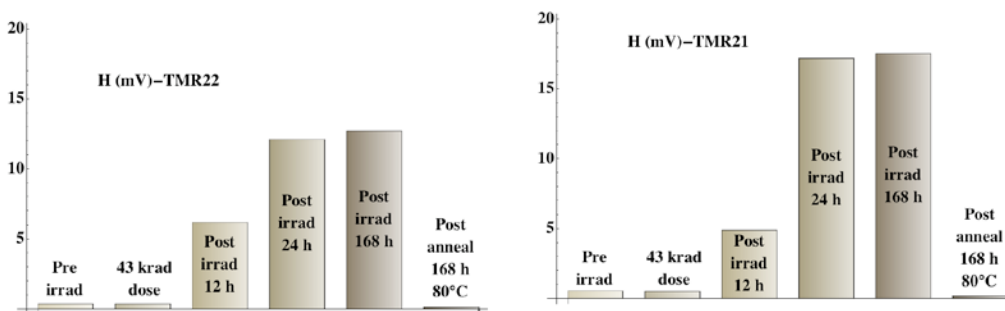


Fig. 7. 17.- Evolución de la tensión de offset antes y después de un proceso de 168 h de recocido a 80°C.



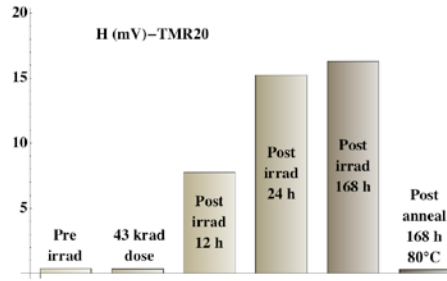
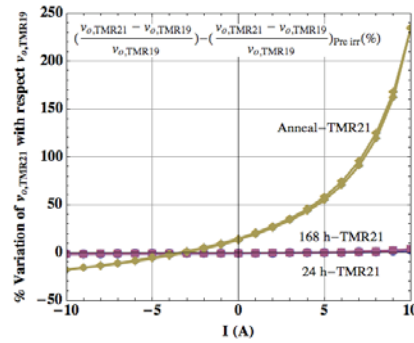
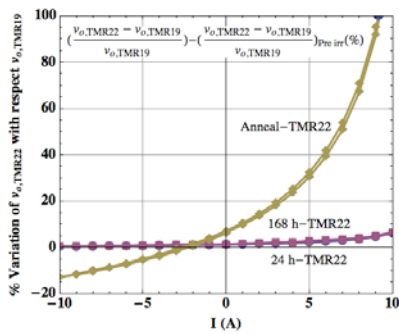


Fig. 7. 18.- Evolución de la tensión de la histéresis antes y después de un proceso de 168 h de recocido a 80°C.

Respecto de los parámetros eléctricos relacionados con la resistividad efectiva del sensor (resistencia de entrada y tensión de desequilibrio) estos se ven afectados en menor forma o de manera despreciable (**Fig. 7. 16** y **Fig. 7. 17**).

iv) Comparación de los sensores irradiados con el sensor de referencia (no irradiado).

Se comparó el grupo de sensores irradiados con el sensor no irradiado para mostrar la desviación porcentual de cada sensor irradiado respecto al de referencia tras las 24h, 48h y 168 h después de la irradiación y al final de las 168 h de recocido. La figura **Fig. 7. 19** muestra que la desviación porcentual de la salida de los sensores respecto al de referencia no cambió tras la radiación pero una vez finalizado el proceso de recocido se puede ver que cambió de forma sustancial.



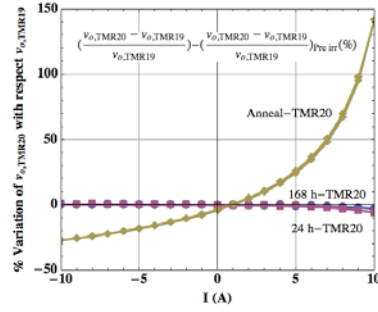


Fig. 7. 19.- Desviación porcentual del voltaje de salida de los sensores TMR22, 21 y 20 después de radiación comparado con la referencia TMR19 a las 24h, 168 h de radiación y 168 h posteriores de recocido a 80°C.

La **Fig. 7. 20** muestra la desviación porcentual de la resistencia de entrada del puente. De nuevo el proceso de recocido es el que afecta de forma más acusada pero en este caso no más allá de un 3.8 %. El comportamiento después de irradiación y antes de recocido muestra desviaciones porcentuales menores.

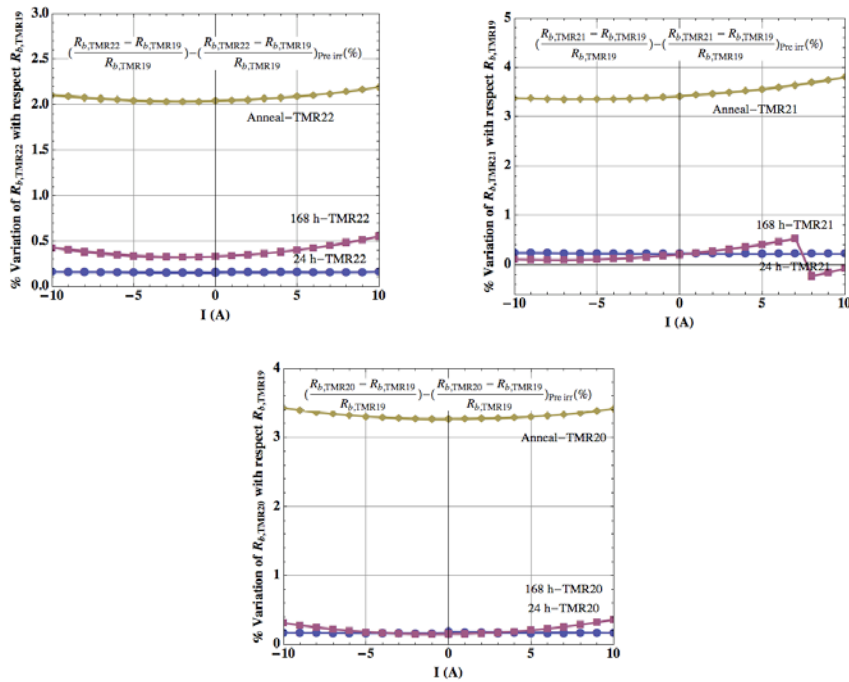


Fig. 7. 20.-Desviación porcentual de la resistencia de entrada en los sensores TMR22, 21 y 20 después de radiación comparado con la referencia TMR19 a las 24, 168 h de radiación y 168 h posteriores de recocido a 80°C.

Como resumen final puede decirse que resultado de las medidas realizadas en el grupo de sensores, la sensibilidad de estos se vio reducida ligeramente durante la irradiación recuperándose a su valor inicial una vez esta finalizó. El mismo comportamiento le ocurrió a la histéresis aunque con mayores valores en el periodo posterior a la irradiación. Este comportamiento sugiere realizar más pruebas en el futuro. Los parámetros eléctricos relacionados con la resistividad de los elementos TMR así como la resistencia de entrada y la tensión de salida no fueron afectados por la irradiación. Es el proceso de recocido (80°C) el que provocó mayores cambios en la sensibilidad y en la histéresis.

El estudio realizado sugiere avanzar en él sometiendo este tipo de sensores a mayores niveles y/o tasas de irradiación o analizar cual es la influencia de diferentes temperaturas de recocido. También sería de interés disponer de mayor población de sensores bajo estudio.

El contenido que se ha expuesto en este capítulo ha dado lugar a la siguiente publicación:

“Total ionizing dose (TID) evaluation of magnetic tunnel junction (MTJ) current sensors”, S. I. Ravelo, D. Ramírez, S. Cardoso, R. Ferreira, P. P. Freitas, *Sensors and Actuators A: Physical*, 225 (2015) 119-127.

Cuyos datos de repercusión objetiva son
Factor de impacto (2014): 1.903
Posición en categorías:

INSTRUMENTS & INSTRUMENTATION	14/56	Cuartil Q1
ENGINEERING, ELECTRICAL & ELECTRONIC	68/249	Cuartil Q2

7.3.- Referencias bibliográficas.

[1] Total dose steady-state irradiation test method, ESA-ESCC Basic specification no. 22900, Issue 4, October 2010.

[2] Stephen F. Kry, Flattening Filter Free Accelerators, Radiological Physics Center, University of Texas, 2012.

[3] R. Ferreira, E. Paz, P. P. Freitas, J. Wang and S. Xue, ""Large Area and Low Aspect Ratio Linear Magnetic Tunnel Junctions with a Soft-Pinned Sensing Layer"" , IEEE Trans. Magn., vol. 48, pp. 3719, 2012.

[4] J. Sánchez, D. Ramírez, S. I. Ravelo, A. Lopes, S. Cardoso, R. Ferreira, P. P. Freitas, Electrical characterization of a magnetic tunnel junction current sensor for industrial applications, IEEE Transactions on Magnetics, 48, 11, 2823-2826.

Capítulo 8

Propuesta de aplicabilidad: red de vatímetros magnetorresistivos inteligentes

En la actualidad el usuario doméstico y la pequeña y mediana empresa conocen su consumo eléctrico mediante la factura proporcionada por su distribuidor, bien a través de correo ordinario o electrónico. En ella el consumo de energía eléctrica puede ser una lectura estimada del tarificador instalado en la acometida principal o una lectura real con una periodicidad aleatoria. La información proporcionada en la factura no permite discriminar el origen del consumo (ascensores, aire acondicionado, frigorífico, placas de inducción, etc.), sin que por lo tanto, el usuario tenga la posibilidad de gestionarlo u optimizarlo. Hoy en día no es común disponer de sistemas para monitorizar el consumo de máquinas industriales, ascensores o electrodomésticos.

En este capítulo y como propuesta de aplicabilidad de la tecnología de sensado magnetorresistiva, se presenta un sistema de acceso al consumo eléctrico, sencillo, inmediato e integrado en los hábitos de la población. Se ha elegido los teléfonos inteligentes como medio para interactuar con el usuario final facilitando la consulta del consumo o generación eléctrica.

Es bien conocido el uso de los sensores magnetorresistivos como componentes que forman parte de sistemas electrónicos. Dichos sistemas han sido empleados con éxito en la fabricación de bienes de equipo como en la industria del

automóvil (sistemas de frenado ABS, tacómetros, etc.), en robótica (posicionamiento, autoguiado,...) o en bioingeniería (detección de células cancerosas, análisis clínicos, ...). La aplicación que se propone es un ejemplo claro de aplicabilidad del sensado magnetorresistivo y de la emergente tecnología espintrónica en nuestro entorno más cercano, tanto industrial como doméstico.

El sistema diseñado permitiría disponer a los consumidores de energía eléctrica de una herramienta para conocer el coste del consumo de una máquina industrial o electrodoméstico derivado de su uso cotidiano. La información proporcionada por el equipo podría ser determinante para decidir invertir en su renovación sustituyéndolo por un equipamiento de igual prestaciones pero de mayor eficiencia energética (clase A, ...). Generalmente las maquinarias o electrodomésticos se emplean hasta que dejan de funcionar sin considerar su consumo energético y por lo tanto su impacto económico y medioambiental. En este sentido es interesante conocer la correspondencia entre energía consumida (kWh) y emisiones de gases, [1]. Datos referentes al año 2013 indican valores promedio de 0,114 kg de CO₂ /kWh, 0.244 g SO₂/kWh o 0.173 g NO₂-NO₃/kWh. De esta forma las modernas tecnologías especializadas en instrumentación electrónica y procesamiento mixto (analógico-digital) de la señal pueden contribuir a controlar y reducir el coste global de la energía.

En los últimos años se ha iniciado un cambio en la forma de medir el consumo de la energía sea esta industrial o doméstica. Los medidores de energía electromagnéticos han sido sustituidos por medidores electrónicos [2]. De esta forma es posible obtener información más completa sobre el consumo energético que la que el simple dato numérico. Con ello se posee información más detallada sobre consumo, gasto, coste así como aspectos temporales del consumo realizado, [3]. En esta dirección varios son los trabajos que se han realizado con objeto de monitorizar el consumo en diferentes situaciones.

Basados en configuraciones en red se han descrito diferentes trabajos. En [4] se presenta un sistema de monitorización de la potencia basado en la interfaz usb como enlace entre medidores y una inteligencia centralizada en un computador. Los diseños de [5] y [6] utilizan protocolos Bluetooth y ZigBee respectivamente. Desde el punto de vista de la inteligencia digital empleada en adquirir y procesar la información medida, los trabajos descritos en [4], [5], [7] y [8], desarrollan sistemas basados en microcontrolador o basados en el procesamiento digital de la señal, [6]. La tecnología de sensado de la corriente eléctrica aplicada al diseño

de sistemas de monitorización energética ha sido descrita por ejemplo en [6], [8] y [9]. En ellas se describen las técnicas basadas en resistencia shunt, transformadores de corriente o sondas Rogowsky, entre otras.

El método basado en resistencia shunt permite medir indirectamente por medio del voltaje en sus terminales la corriente que por el circula. Por ello no está aislado de la línea por lo cual puede haber especial cuidado en estas mediciones así como se trata de un método que disipa calor por circular la corriente de interés por la resistencia shunt. El método basado en transformador proporciona aislamiento galvánico aunque introduce una impedancia en la rama de circulación de corriente y pueden ser voluminosos en algunos casos. Las bobinas Rogowsky tienen un gran ancho de banda aunque deben procesar la corriente eléctrica mediante la introducción de un integrador. Los sensores Hall están basados en materiales semiconductores pero en muchas ocasiones necesitan un concentrador de campo magnético basado en ferrita por lo que pueden ser de excesivo volumen, [10] y [11].

En la **Tabla I** se muestra una comparación de ventajas y desventajas de cada tecnología posible para medición de corriente.

Tabla I.- Comparación de las diferentes tecnologías para la medición de la corriente eléctrica.

	Shunt	Transformador	Efecto Hall	Magnetorresistencia
AC y DC	Si	No	Si	Si
Intrusivo	Si	Si	No	No
Aislamiento o Núcleo magnético	No	Si	Si	Si
Tamaño	Pequeño	Grande	Grande	Pequeño
Coste	Muy Bajo	Medio	Alto	Alto
Saturación DC	No	Si	Si	No

En la era digital el procesamiento analógico de la señal parece una función electrónica obsoleta. Sin embargo, en situaciones en las que no se requiera complejidad o en sistemas de alta velocidad utilizar procesamiento analógico puede ser una opción óptima comparada con la complejidad y coste de los

convertidores analógico-digitales o digital-analógico. En este sentido, los multiplicadores analógicos son un tipo de procesadores analógicos que todavía ofrecen un gran interés, [12]. En aplicaciones industriales o domésticas la medida de potencia es de gran importancia para aplicaciones de tarificación. Multiplicadores analógicos integrados han sido empleados como parte del diseño de acondicionadores electrónicos, en muchas ocasiones para el procesamiento de relaciones no lineales entre señales, [10] y [13].

En el campo del sensado y de la instrumentación electrónica el puente de Wheatstone es una topología eléctrica que ofrece una forma simple y fácil de procesar de forma analógica el producto de dos señales de interés. Los sensores de corriente magnetorresistivos se diseñan en esta configuración por lo que son un componente muy interesante para el diseño de aplicaciones en las que se implemente la operación de multiplicación sin añadir excesiva complejidad. Hay diferentes trabajos en los que se utiliza un sensor magnetorresistivo para procesar el producto de la tensión y corriente existente en cierta carga de interés. En [14] se presenta un dispositivo experimental para la medida de la potencia activa en el rango de varias decenas de milivatios y en [15] y [16] se desarrolla un vatímetro en el rango de potencias del kW. También se han descrito convertidores magnetorresistivos sin uso de configuraciones en puente en [17] y [18]. En otras ocasiones se han diseñado vatímetros realizando una conversión a frecuencia, [19] y [20]. Esta técnica requiere de un ajuste de los convertidores tensión-frecuencia así como del uso de núcleos de ferrita para lograr aislamiento galvánico.

En este capítulo se presenta una red de vatímetros basada en sensores magnetorresistivos TMR que suministra información sobre la potencia consumida por una carga y sus parámetros asociados (potencia activa, reactiva, aparente, frecuencia de red, amplitudes de corriente y de tensión y factor de potencia).

El sistema descrito pretende mostrar cómo la tecnología de sensado magnetorresistiva puede ser aplicada a la monitorización de energía y potencia campo en el que las tecnologías shunt, transformador de corriente o sensado Hall han sido previamente utilizadas, [21].

8.1.- Fundamento de la medida de la potencia.

Para la realización de las medidas de potencia se propone el sistema mostrado en la **Fig. 8. 1**.

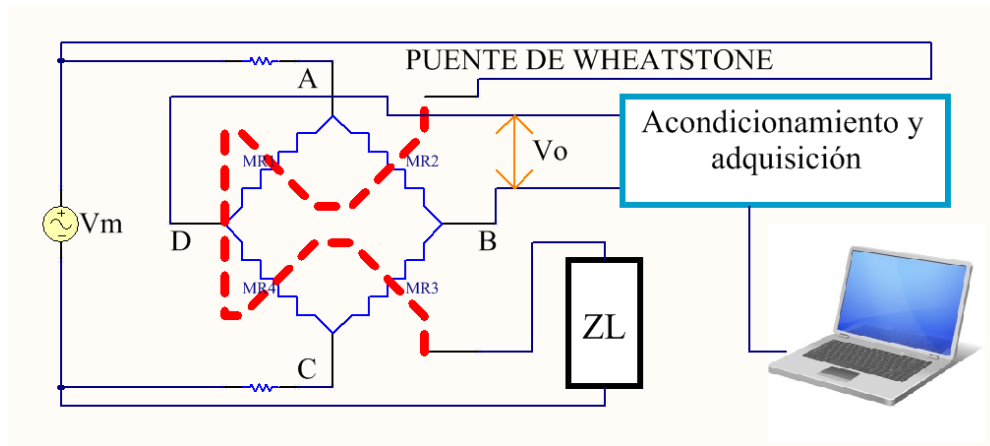


Fig. 8. 1.- Propuesta de conexión de sensor magnetorresistivo conectado en configuración puente de Wheatstone para medición de potencia.

De la **Fig. 8. 1** sea $v(t) = V_m \cdot \sin(\omega \cdot t)$, la tensión de línea que alimenta cierta carga Z_L e $i(t) = I_m \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi)$ la corriente eléctrica que circula a su través. Considerando la expresión de la magnetorresistencia que ofrecen los elementos magnetorresistivos $MR1 = MR3 = R_0(1 + x)$ y $MR2 = MR4 = R_0(1 - x)$ donde el mesurando x está relacionado con la corriente $i(t)$ a medir, es posible obtener la tensión de salida del puente $v_0(t)$ dada por la expresión siguiente:

$$v_0(t) = A \cdot v(t) \cdot [\bar{S} \cdot i(t) + \bar{V}_{off}] \quad (8. 1)$$

La constante A es el factor de atenuación procedente del divisor resistivo formado por las resistencias en serie con el puente sensor y la resistencia de entrada de este. \bar{S} y \bar{V}_{off} son la sensibilidad y tensión de offset normalizadas del sensor, sus dimensiones son: $[\bar{V}_{off}] = \frac{V}{V_{sup}}$ $[\bar{S}] = \frac{mV}{A} \cdot V_{sup}$.

Sustituyendo en (8. 1) las expresiones de $v(t)$ e $i(t)$ se tiene para la tensión de salida del puente:

$$v_o(t) = A \cdot V_m \cdot \sin(\omega \cdot t) \cdot [\bar{S} \cdot I_m \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi) + \bar{V}_{off}]$$

A partir de ella es posible obtener mediante fórmulas de la trigonometría:

$$v_o(t) = \frac{A \cdot \bar{S} \cdot I_m \cdot V_m}{2} \cdot \cos \varphi - \frac{A \cdot \bar{S} \cdot I_m \cdot V_m}{2} \cdot \cos(2 \cdot \omega \cdot t + \varphi) + A \cdot \bar{V}_{off} \cdot V_m \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad (8.2)$$

La expresión anterior muestra que la tensión de salida del puente está formada por tres componentes. La primera de ellas es una componente de DC constante y sin dependencia en ω , la segunda con una dependencia en 2ω y la tercera en ω . Estas tres componentes pueden ser procesadas por separado si se trabaja en el dominio de la transformada de Fourier.

La tensión de salida del puente puede considerarse en el dominio transformado de Fourier de forma que se tendría:

$$\mathbb{F}\{v_o(t)\} = \mathbb{F}\left\{\frac{A \cdot \bar{S} \cdot I_m \cdot V_m}{2} \cdot \cos \varphi - \frac{A \cdot \bar{S} \cdot I_m \cdot V_m}{2} \cdot \cos(2 \cdot \omega \cdot t + \varphi) + A \cdot \bar{V}_{off} \cdot V_m \cdot \sin(\omega \cdot t)\right\}$$

$$V_o(\omega) = \mathbb{F}\left\{\frac{A \cdot \bar{S} \cdot I_m \cdot V_m}{2} \cdot \cos \varphi\right\} - \mathbb{F}\left\{\frac{A \cdot \bar{S} \cdot I_m \cdot V_m}{2} \cdot \cos(2 \cdot \omega \cdot t + \varphi)\right\} + \mathbb{F}\{A \cdot \bar{V}_{off} \cdot V_m \cdot \sin(\omega \cdot t)\}$$

Si ahora se tienen en cuenta las propiedades de la transformada de Fourier:

$$\mathbb{F}\{1\} = \delta(\omega)$$

$$\mathbb{F}[\cos(2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot t)] = \frac{\delta(f + f_0) + \delta(f - f_0)}{2}$$

$$\mathbb{F}[\sin(2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot t)] = \frac{j \cdot [\delta(f + f_0) - \delta(f - f_0)]}{2}$$

es posible obtener:

$$V_o(\omega) = \frac{A \cdot \bar{S} \cdot I_m \cdot V_m}{2} \cdot \cos \varphi \mathbb{F}\{1\} - \frac{A \cdot \bar{S} \cdot I_m \cdot V_m}{2} \cdot \mathbb{F}\{\cos(2 \cdot \omega \cdot t + \varphi)\} + A \cdot \bar{V}_{off} \cdot V_m \cdot \mathbb{F}\{\sin(\omega \cdot t)\}$$

y de ella:

$$V_o(\omega) = \frac{A \cdot \bar{S} \cdot I_m \cdot V_m}{2} \cdot \cos \varphi \delta(\omega) - \frac{A \cdot \bar{S} \cdot I_m \cdot V_m}{2} \cdot e^{-j \cdot \omega \cdot \varphi} \cdot \frac{\delta(\omega + 2 \cdot \omega_0) + \delta(\omega - 2 \cdot \omega_0)}{2} + A \cdot \bar{V}_{off} \cdot V_m \cdot \frac{j \cdot [\delta(\omega + \omega_0) - \delta(\omega - \omega_0)]}{2}$$

Y

$$V_o(w) = \frac{A \cdot \bar{S} \cdot I_m \cdot V_m}{2} \cdot \cos \varphi \delta(w) - \left[\frac{A \cdot \bar{S} \cdot I_m \cdot V_m}{2} \cdot e^{-j \cdot w \cdot \varphi} \cdot \frac{\delta(w + 2 \cdot w_0)}{2} + \frac{A \cdot \bar{S} \cdot I_m \cdot V_m}{2} \cdot e^{-j \cdot w \cdot \varphi} \cdot \frac{\delta(w - 2 \cdot w_0)}{2} \right] + \left[A \cdot \bar{V}_{off} \cdot V_m \cdot \frac{j \cdot \delta(w + w_0)}{2} - A \cdot \bar{V}_{off} \cdot V_m \cdot \frac{j \cdot \delta(w - w_0)}{2} \right]$$

Obteniendo la magnitud de la transformada de Fourier:

$$\|V_o(w)\| = \left\| \frac{A \cdot \bar{S} \cdot I_m \cdot V_m}{2} \cdot \cos \varphi \right\| \delta(w) - \left[\left\| \frac{A \cdot \bar{S} \cdot I_m \cdot V_m}{2} \cdot e^{-j \cdot w \cdot \varphi} \cdot \frac{\delta(w + 2 \cdot w_0)}{2} \right\| + \left\| \frac{A \cdot \bar{S} \cdot I_m \cdot V_m}{2} \cdot e^{-j \cdot w \cdot \varphi} \cdot \frac{\delta(w - 2 \cdot w_0)}{2} \right\| \right] + \left[\left\| A \cdot \bar{V}_{off} \cdot V_m \cdot \frac{j \cdot \delta(w + w_0)}{2} \right\| - \left\| A \cdot \bar{V}_{off} \cdot V_m \cdot \frac{j \cdot \delta(w - w_0)}{2} \right\| \right]$$

Para la componente de frecuencia cero o componente de corriente directa (DC) se tiene:

$$k_1 \equiv \left\| \frac{A \cdot \bar{S} \cdot I_m \cdot V_m}{2} \cdot \cos \varphi \right\| = \left\| \frac{A \cdot \bar{S} \cdot I_m \cdot V_m}{2} \right\| \cdot \|\cos \varphi\| \quad (8.3)$$

El nivel de la magnitud para la frecuencia w es:

$$k_2 \equiv \frac{\|A \cdot \bar{V}_{off} \cdot V_m\|}{2} \quad (8.4)$$

Y la componente para el doble de la frecuencia es:

$$k_3 \equiv \left\| \frac{A \cdot \bar{S} \cdot I_m \cdot V_m}{2} \cdot e^{-j \cdot w \cdot \varphi} \right\| = \left\| \frac{A \cdot \bar{S} \cdot I_m \cdot V_m}{4} \right\| \quad (8.5)$$

A partir del conocimiento de las cantidades k_1 , k_2 y k_3 es posible obtener las magnitudes eléctricas de interés. Por otra parte, debido a que la atenuación A es constante si se mide por otra referencia el valor del voltaje V_m sería posible deducir la corriente a partir de k_3 :

$$\|I_m\| = \left\| \frac{4 \cdot k3}{A \cdot \bar{S} \cdot V_m} \right\|$$

y de ella el factor de potencia:

$$\|\cos \varphi\| = \frac{k1}{2 \cdot k3}$$

Con los valores de la magnitud del voltaje, la magnitud de la corriente y el ángulo de fase, $\|V_m\|$, $\|I_m\|$, y $\|\cos \varphi\|$ se obtendrán los parámetros de potencia.

$$\begin{aligned} \|\text{Potencia total (S)}\| &= \|V_m\| \cdot \|I_m\| \\ \|\text{Potencia activa (P)}\| &= \|V_m\| \cdot \|I_m\| \cdot \cos \varphi \end{aligned}$$

$$\|\text{Potencia reactiva(Q)}\| = \|V_m\| \cdot \|I_m\| \cdot \sin \varphi$$

Donde

$$S^2 = P^2 + Q^2$$

8.2.- Diseño del sistema de acondicionamiento.

La **Fig. 8. 2** muestra el sistema de acondicionamiento electrónico que se ha diseñado para el procesamiento de la señal ofrecida por los sensores de la red situados en los diferentes nodos de medida. El procesamiento que se realice será válido tanto para tensiones de línea de 50 Hz como de 60 Hz. Como cada sensor ofrecerá una sensibilidad propia, se ha seleccionado como amplificador frontal el modelo PGA 280 de la firma Texas Instruments, [21], que es un amplificador de instrumentación con ganancia programable digitalmente al que se le ha añadido una tensión de referencia de $V_{ref} = 2.5$ V. Para tener información de la potencia consumida por la carga se ha utilizado un vatímetro de referencia, el modelo 2551 de la firma Xitron. En la **Fig. 8. 2** se muestran sus conexiones de entrada y de salida. Hay una red divisora resistiva para que la tensión entre extremos de los sensores sea lo suficientemente baja. Para el presente trabajo se ha utilizado solamente un amplificador pues con los 22 niveles de amplificación (128, 64, 32, 16, 8, 4, 2, 1, 0.5, 0.25, 0.125 y un segundo nivel de amplificación con opciones de 1 y de 1.375 que dan las 22 ganancias 176, 128, 88, 64, 44, 32, 22, 16, 11, 8, 5.5, 4, 2.75, 2, 1.375, 1, 0.6875, 0.5, 0.34375, 0.25, 0.171875, 0.125) ha sido suficiente para adaptar las señales al margen de entrada del convertidor A/D. del sistema de adquisición, con ello podemos medir las dos señales, la señal de voltaje y la señal en la que viene la mezcla de señales.

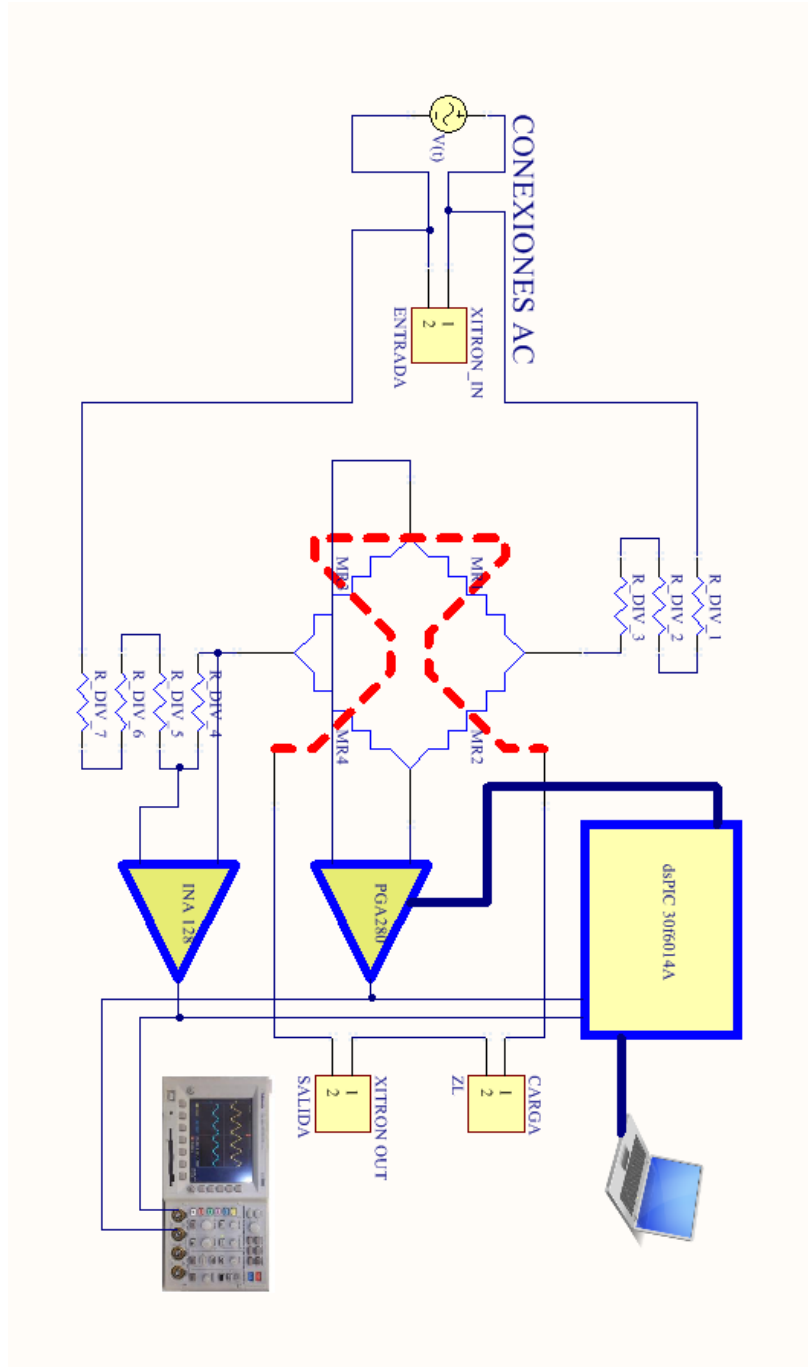


Fig. 8. 2.- Diagrama general de acondicionamiento de señales.

Para tener una lectura de la tensión de línea se ha utilizado el amplificador de instrumentación modelo INA128 de la firma Texas Instruments, [22]. Este se ha diseñado con una tensión de referencia de 2.5 V y una ganancia de 3,35 de forma que se tengan tensiones de pico a la salida comprendidas en el intervalo [0.8251 V..4.1749 V].

Se ha utilizado el microcontrolador modelo dspic30f6014A de la firma Microchip en primer lugar para gobernar digitalmente la ganancia programable del amplificador PGA280, realizar procesamientos futuros y algoritmos necesarios y optimizar la selección de las ganancias. El osciloscopio permitirá visualizar las señales de interés en todo momento. El microcontrolador posee un convertidor A/D integrado de 12 bits de resolución y margen de entrada de 0 a 5 V. Ello implica una resolución de 0.001221 V de forma que para el menor rango se dispone de 4096 niveles. Si se trabaja con una tensión de línea de 120 V_{RMS} se tendrá un rango de 1.82716 V_{pp}. Para una tensión de línea de 220 V_{RMS} se tendrá un rango de 3.3498 V_{pp} y niveles con una resolución aproximada de 0.08 V_{RMS}. Aun así estas medidas no son directas pues se miden señales en tiempo y no directamente en rms, para ello se debe implementar primero un algoritmo ya que estas señales son solo adquisiciones directas y reflejan el valor pico de la señal senoidal por medio de la transformada de Fourier.

8.3.- Diseño del sistema de adquisición.

Para poder realizar pruebas de la señal adquirida y su posterior procesamiento digital se preparó el dispositivo experimental que muestra la **Fig. 8. 3**.

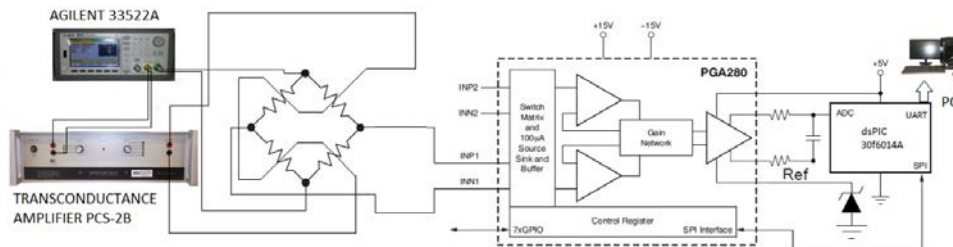


Fig. 8. 3.- Sistema de adquisición para medición de señales de los sensores magnetorresistivos para medición de fase entre voltaje y corriente.

i) Selección de la frecuencia de muestreo y del tipo de ventana en el procesamiento.

La señal a procesar por el sistema de adquisición y procesamiento es la salida del puente sensor convenientemente acondicionada. De esta se tiene que procesar una señal con tres componentes, DC en w y en $2w$ (véase la expresión (8. 2)). Para ello, a partir de un modelo generado en Matlab y para poder recuperar las amplitudes de los armónicos se ha considerado la señal:

$$S = A_0 + A_1 \sin(wt) + A_2 \sin(2wt)$$

en la que, por sencillez se ha trabajado con amplitudes unidad y para el caso de una frecuencia de 60 Hz. Se ha seleccionado una frecuencia de muestreo de 9600 Hz con objeto de poder realizar posteriormente y cuando se requiera submuestros válidos para señales correspondientes a frecuencia de línea tanto de 50 Hz como de 60 Hz. La **Fig. 8. 4** muestra la señal adquirida realizando una adquisición de una señal de 60 Hz con una frecuencia de muestreo de 9600 Hz.

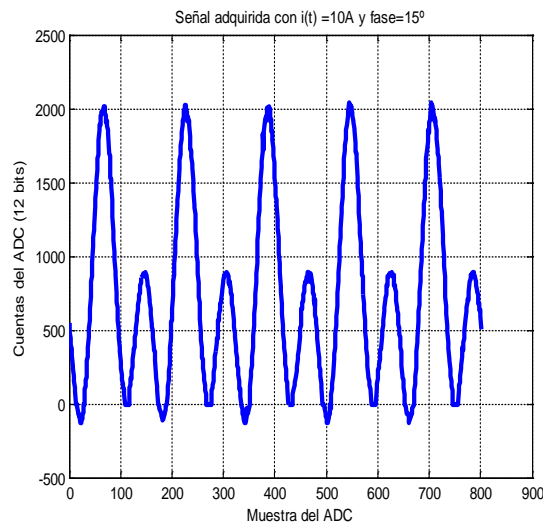


Fig. 8. 4.- Señal de potencia adquirida para una línea de $110 V_{RMS}$, 60 Hz, $10 A_{RMS}$ procedente de un sensor TMR de acuerdo al dispositivo de la Fig. 8. 3.

Para recuperar las amplitudes de los armónicos de interés de la señal $v_0(t)$ (ecuación (8. 2)) como se comentó en el inicio del capítulo en el fundamento de medida se procede a un análisis de Fourier por medio de Matlab. Para ello se procesa la señal en dos submuestros a 1920 Hz y a 1600 Hz. En principio se ha tomado una ventana tipo Hamming a cada sub vector sub muestreado con lo cual

se tendrá dos señales, una para un análisis en armónicos de 50 Hz y otra para armónicos de 60 Hz. Para las dos frecuencias de muestreo obtenidas de los submuestreos se ha calculado el espectro obteniendo los resultados mostrados en las figuras **Fig. 8. 5** y **Fig. 8. 6**.

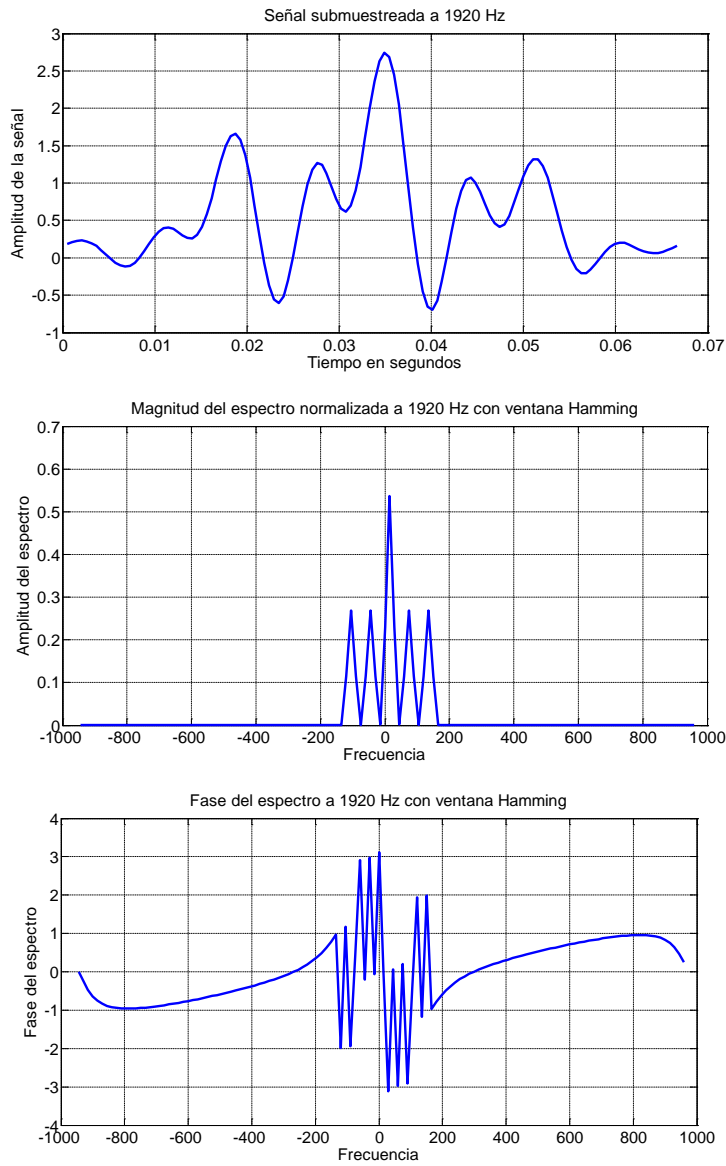


Fig. 8. 5.- Espectro de la señal sub muestreada a 1920 Hz de la señal de demostración de 60 Hz para procesamiento por transformada de Fourier con ventaneo Hamming.

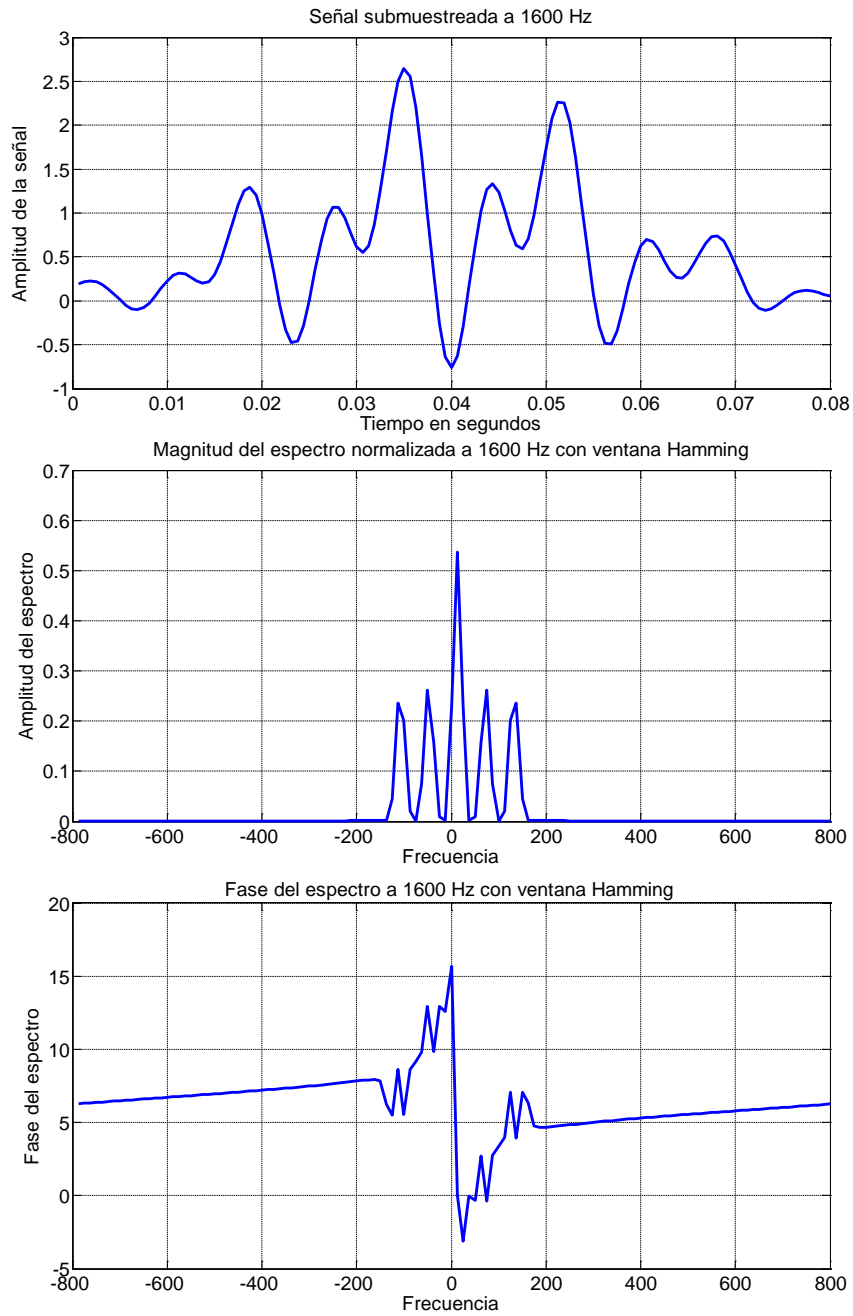


Fig. 8. 6.- Espectro de la señal sub muestreada a 1600 Hz de la señal de demostración de 60 Hz para procesamiento por transformada de Fourier con ventaneo Hamming.

Como puede observarse, el efecto de ventaneo produce un efecto de convolución de espectros lo cual modifica los valores esperados en las amplitudes de los armónicos de interés. Se esperaba que si se tiene una amplitud unidad se tuviera un valor de 1 en frecuencia 0 (DC) y los valores de 0.5 en la magnitud del espectro en -60 Hz y 60 Hz. El mismo efecto se tendría seleccionando otro tipo de ventanas (hanning, blackman o cualquier otra) ya que el resultado final por el espectro de la ventana correspondiente si no es cuadrangular se ve modificado por el espectro de la ventana reduciendo de manera no lineal las amplitudes de las componentes frecuenciales.

Es por ello que para anular el efecto de la ventana se decidió realizar un procesamiento de la señal ideal sin ventaneo, es decir, simulando una ventana rectangular. Las figuras **Fig. 8. 7** y **Fig. 8. 8** muestran el espectro de las señales resultado de submuestrear nuevamente a las frecuencias de 1920 Hz y 1600 Hz.

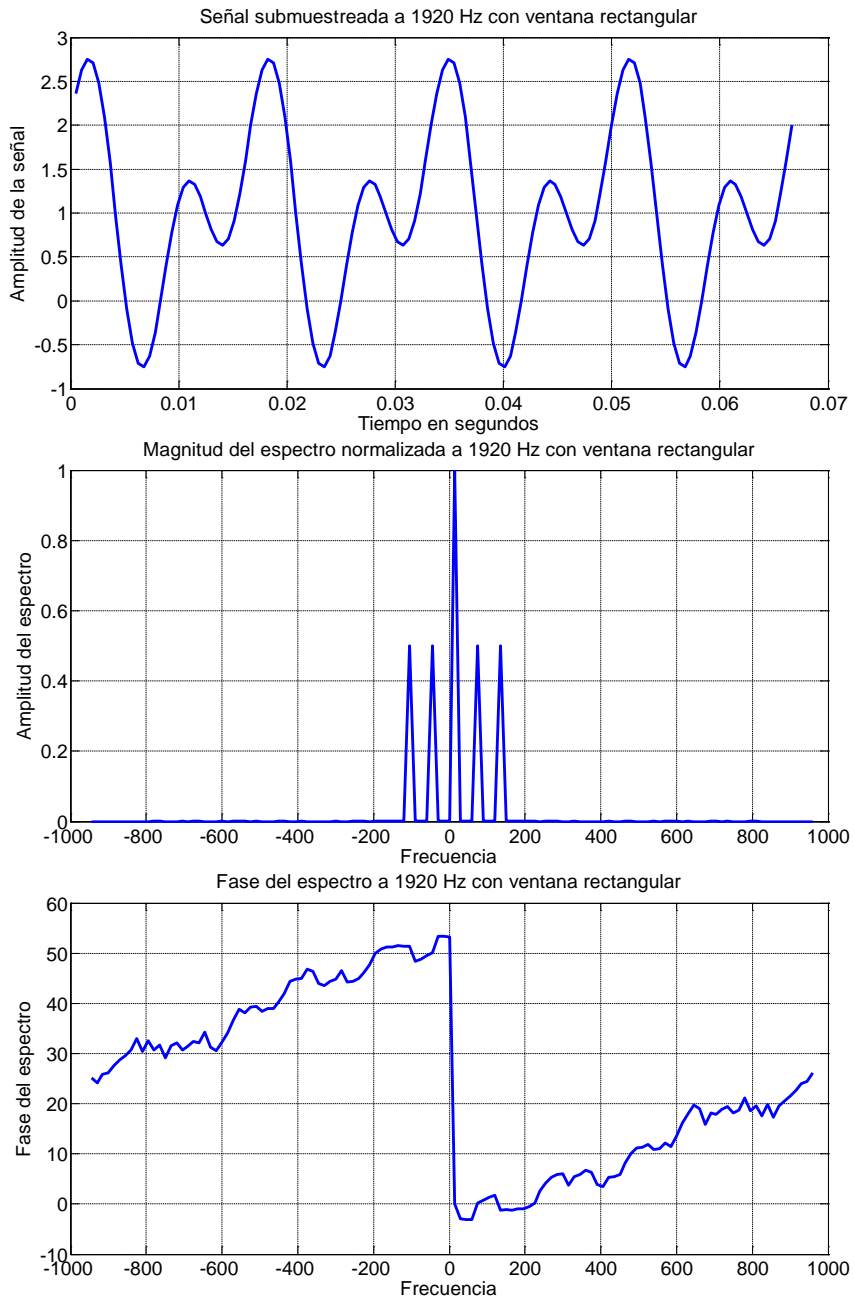


Fig. 8. 7.- Espectros de las señales sub muestreadas a 1920 Hz de la señal de demostración a 60 Hz para procesamiento por transformada de Fourier sin ventaneo.

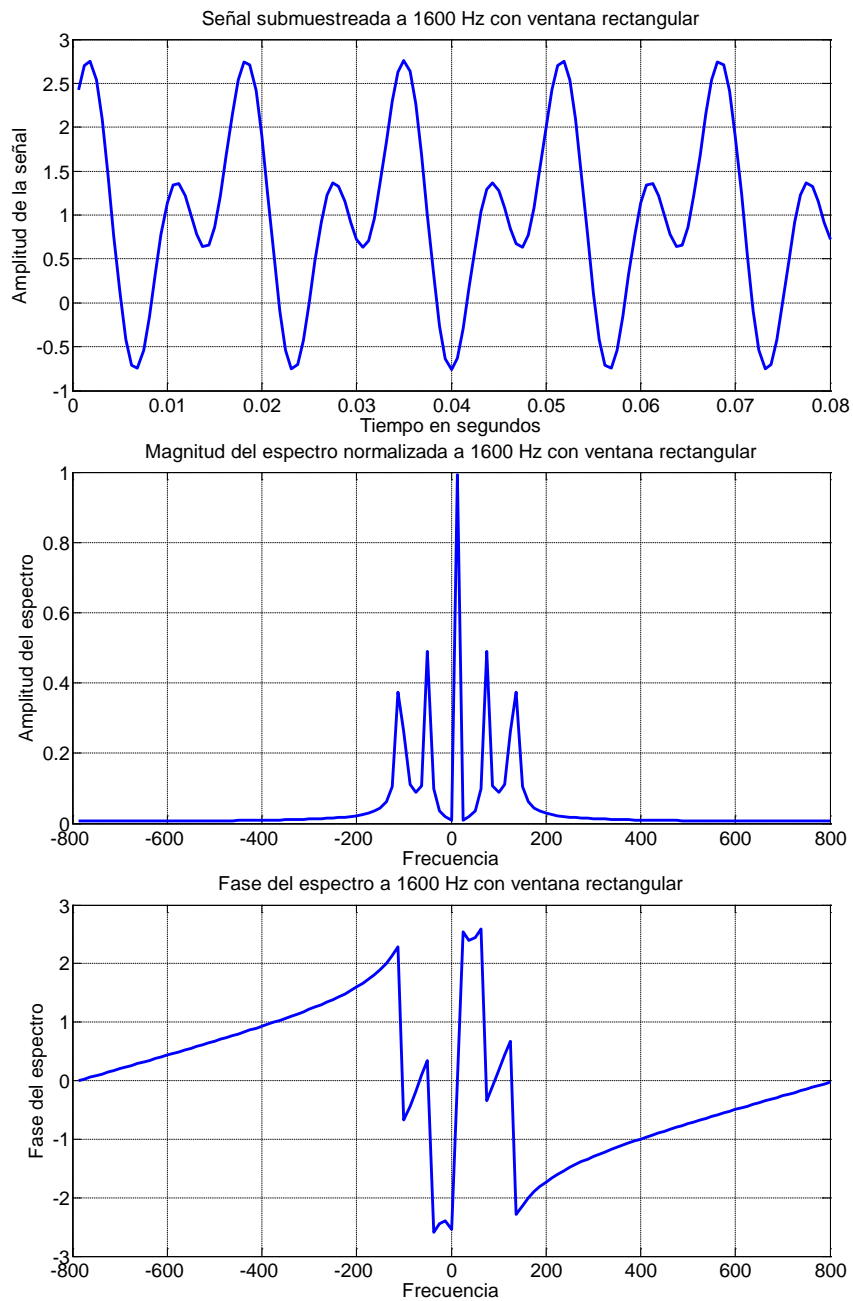


Fig. 8.- Espectros de las señales sub muestreadas a 1600 Hz de la señal de demostración a 60 Hz para procesamiento por transformada de Fourier sin ventaneo.

Como puede verse en las gráficas de magnitud, el análisis de Fourier revela cual es la señal (de frecuencia 50 Hz ó 60 Hz) únicamente observando la máxima amplitud de los armónicos distintos al de DC verificando si hay o no dispersión, en el espectro. A 1600 Hz se tienen pasos de 12.5Hz en 12.5Hz y para la frecuencia de 1920 Hz se tienen pasos de 15 Hz en 15 Hz, por lo cual para frecuencias que no caen exactamente en dichos múltiplos, la energía se dispersa y queda un espectro modificado como el que se ve en **Fig. 8. 8** (magnitud del espectro normalizada).

Como se puede ver para la selección de la frecuencia de muestreo correcta con el ventaneo correcto se puede recuperar el valor teórico esperado a partir de la señal analizada. Si la frecuencia no es la esperada se puede ver una dispersión de la espiga en la frecuencia más cercana a la frecuencia de la señal analizada. Ello permite incluso para el valor correcto recuperar la componente de nivel continuo. Sin embargo, las amplitudes de las componentes frecuenciales en w y en $2w$ al tener esa dispersión se vuelve de un valor menor al valor real por la dispersión de la energía en las frecuencias cercanas. Así es posible discriminar la frecuencia por comparación de las señales sub muestreadas en los puntos del espectro esperados con la magnitud. De esta forma, es posible decir si es una señal de 50 Hz o 60 Hz, para un mismo análisis con los dos submuestreos de la señal comparando las espigas de magnitud.

Debido a que no se tiene ningún algoritmo para obtener muestras desde un máximo o sincronización de la señal de entrada, se ha visto la inmunidad de la transformación de Fourier sobre una señal con el desplazamiento de fase de la señal al no usar ventaneo. Al no usar ventaneo se analizan los desplazamientos de 0° a 360° obteniendo el mismo valor en la magnitud de la transformada de Fourier. Esta se puede verificar por la propiedad de convolución de una señal con una ventana rectangular con cambios de fase en la señal (véase *Fig. 8. 7*).

Debido a las modificaciones que genera en el espectro el uso de ventanas se recomienda utilizar este tipo de transformación sin ventaneo para poder recuperar los valores de interés. Como se observa en la *Fig. 8. 7* se puede realizar una recuperación de componentes sin afectar los armónicos en w y en $2w$, sin introducir componentes de alta frecuencia. Asimismo se observa que se pueden separar ruidos o componentes de otras frecuencias requiriendo más puntos de orden 2^n como pueden ser 256 ó 512, ya que se han usado 128 para el presente análisis.

ii) Técnica de decimación empleada.

Una vez elegida la frecuencia de muestreo y la ventana se procede a implementar un algoritmo numérico para la realización de la transformada de Fourier. Se tienen dos alternativas, utilizar el algoritmo de decimación en tiempo o decimación en frecuencia.

Para ello se requiere tener un numero de muestras preferiblemente del orden de 2^n , debido a que se deben almacenar los vectores de sub muestro así como resultados parciales dentro de la memoria finita de un dsPIC. Se elige por medio de simulaciones el número mínimo de puntos. Se comenzó desde 2048 hasta 32 llegando a la selección de 128 puntos para 9600 Hz de muestreo con los dos niveles de sub muestreo que son los presentados en el presente trabajo pues para 64 puntos comienza a haber problemas de resolución. Esto se debe a la cantidad de puntos usados para el muestreo de la componente de mayor frecuencia de la señal a analizar.

En las figuras **Fig. 8. 9** y **Fig. 8. 10** se muestran las dos técnicas, una es la llamada decimación en tiempo y la otra la decimación en frecuencia, las cuales se muestran para 8 puntos, en caso de incrementarlos se cambia únicamente el número de etapas. Para la selección de valores a la entrada o salida el orden está indicado por el algoritmo *bit reverse* para el numero de bits dado, es decir, el número de bits que hay en la entrada de la transformación, para el presente caso es de 128 bits.

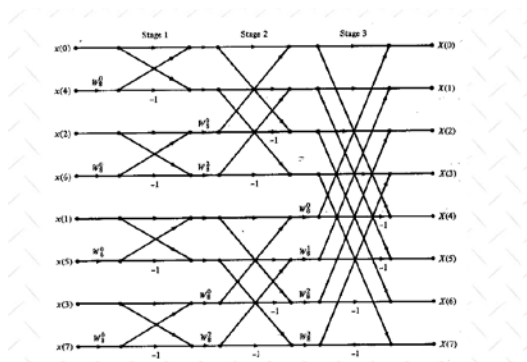


Fig. 8. 9.- Técnica de decimación en tiempo para 8 bits de entrada.

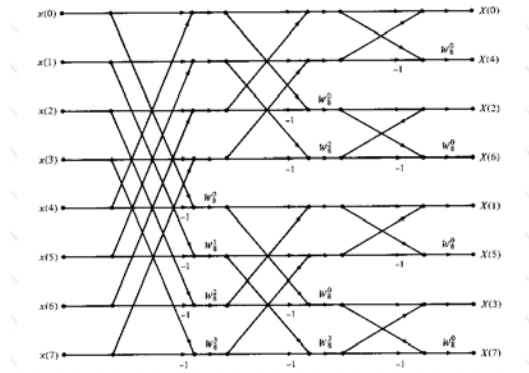


Fig. 8. 10.- Técnica de decimación en frecuencia para 8 bits de entrada.

Para el presente análisis se compararon ambas obteniendo los mismos resultados. En una muestra de 128 puntos se tienen 128 coeficientes complejos W_x y ocho etapas, como se puede ver en el orden de los valores. Para poder acelerar el algoritmo se ha optado por de decimación en frecuencia, en el cual se pueden realizar los cálculos con los datos de entrada en orden, aunque la salida requiere de un arreglo con algoritmo bit reverse. Sin embargo este es innecesario ya que se toman las muestras específicas de puntos fijos, con lo cual se puede ahorrar dicho paso. Aun así para el análisis de funcionamiento y comparación se implementó inicialmente pero en la optimización fue desechado.

iii) Formato de representación numérica.

Se han seleccionado 32 bits en formato IEEE-754 para la representación y cálculo numérico en el procesador dsPIC. Esta configuración se alcanzó como resultado de comparar la representación de las amplitudes de las componentes frecuenciales w y $2w$ usando 32 bits y la que realiza Matlab (doble precisión con 16 cifras digitales equivalentes, 64 bits con 52 bits de fracción).

Realizando cálculos comparativos se usó una secuencia compuesta para un valor constante de 63.5. Se realizó la conversión en dsPIC y en Matlab obteniendo en ambos una amplitud de espiga de valor 8128 que al normalizar entre los 128 puntos nos da el valor original, es decir $8128/128=63.5$.

La **Fig. 8. 11** muestra una señal de entrada a procesar y su transformada de Fourier obtenida en el microcontrolador con coma flotante.

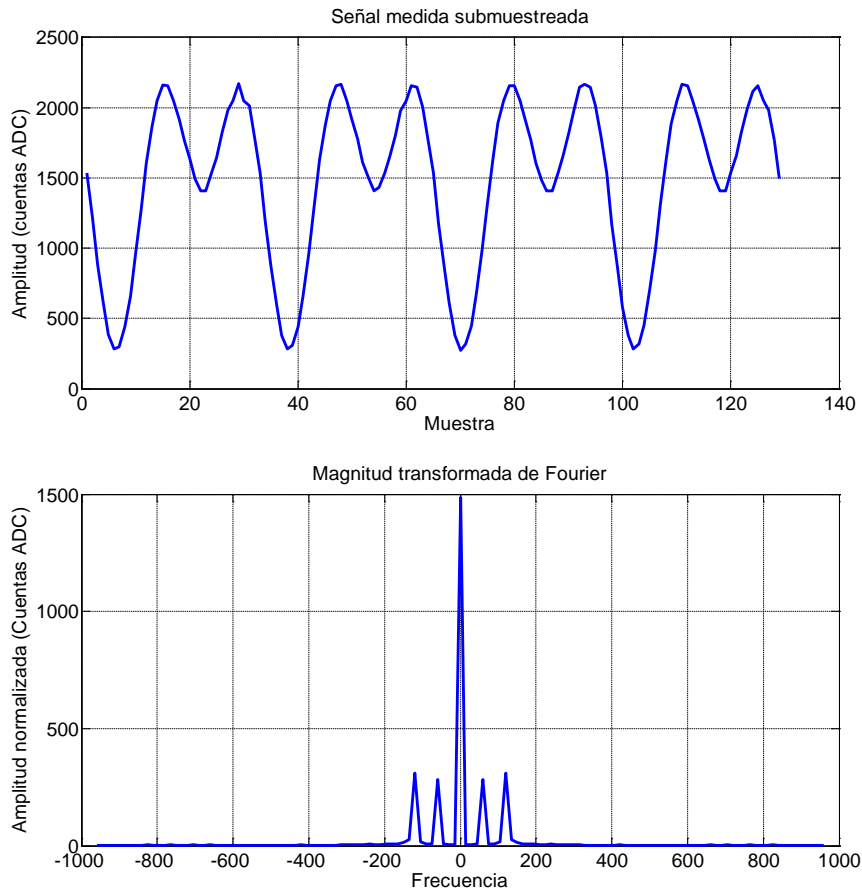


Fig. 8. 11.- a) Señal de prueba a procesar, b) Transformada de Fourier usando 32 bits con coma flotante en el microcontrolador.

El análisis para los diferentes valores nos da como respuesta para las tres espigas los valores mostrados en la **Tabla II**.

Tabla II.- Comparación de valores de salida de la transformada de Fourier entre Matlab y un micro controlador dsPIC 30f6014A con transformación por decimación en tiempo flotante.

	Magnitud componente DC	Magnitud componente w	Magnitud componente 2w
Matlab	215951	57237	24166
dsPIC	215951.0	57238.205	24166.4785

De la **Fig. 8. 11** y la **Tabla II** se puede deducir que de la conversión de datos tiempo frecuencia normalizando los valores se tiene menos de 1/128 bits de error siendo un valor entero la cuenta del convertidor de 12 bits lo cual es una resolución alta para realizar mediciones.

Como conclusión, la representación de números en coma flotante utilizando 32 bits será suficiente para el procesamiento y no es recomendable mejorarla pues al implementarla se consume casi toda la memoria de datos. En caso de querer usar 64 bits como un programa de ordenador se debería usar memoria de programa lo cual afectaría el desempeño de la transformación. En la **Fig. 8. 12** se muestra la distribución de la memoria en el micro controlador tras la implementación del algoritmo DFT.

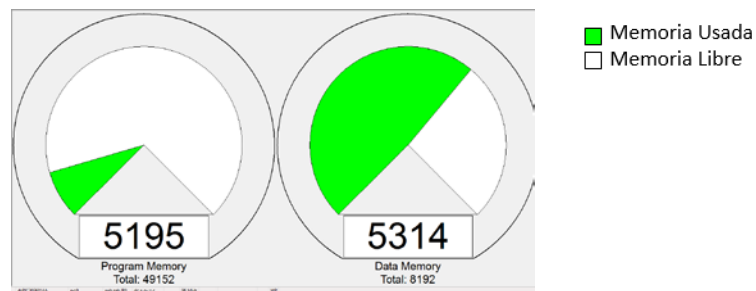


Fig. 8. 12.- Distribución de memoria de consumo del algoritmo DFT en decimación por tiempo con valores flotantes.

Al algoritmo DFT se anexaron las rutinas de interrupciones de tiempo (encargadas de realizar los muestreos), el algoritmo de conversión FFT (decimación en frecuencia con 128 puntos y 32 bits). Finalmente se liberó la memoria de datos introduciendo las constantes y datos en memoria de programa obteniendo como resultado la distribución de memoria mostrada en la **Fig. 8. 13**.

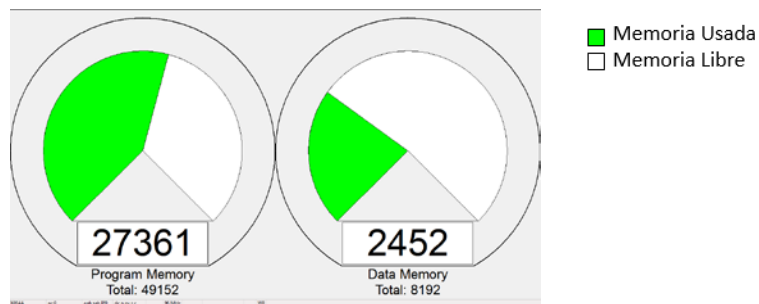


Fig. 8. 13.- Distribución de memoria del programa final optimizado para análisis de los parámetros de la medición de potencia en dspic30f6014A.

Como se puede ver en la **Fig. 8. 13** los datos de la memoria de datos a nivel global se ven libres y parece posible crear más datos. Sin embargo al cargar las variables y las constantes para realizar las etapas, la memoria desborda para más de 128 puntos con esta resolución. Se puede modificar para usar el formato de 16 bits que se usa normalmente para este tipo de operaciones bajando los datos de 32 bits a 16 y aumentando la velocidad pero perdiendo resolución.

Para el presente trabajo y gracias a las simulaciones se eligió usar 32 bits para minimizar los errores en la transformación por las operaciones y 128 puntos con frecuencia de muestreo de 9600 Hz, creando dos subvectores de muestreo de 1920Hz y 1600Hz para los análisis de señales de 60 Hz y 50 Hz respectivamente.

iv) Adquisición de medidas y ajuste experimental.

En primer lugar para probar el amplificador y la adquisición se generó un vector de prueba del modelo matemático como el mostrado en la **Fig. 8. 4** para 50 Hz y 60 Hz con las componentes y offset variables al introducirse en el generador de funciones Agilent 33522A. Se comprobó que una vez adquirida la señal el error no fue mayor que 2 bits por lo que se procedió a probar el sistema ya con sensores.

Para ello se utilizó el dispositivo experimental de la **Fig. 8. 3** . La tensión alterna entre terminales del sensor se seleccionó con el generador de funciones en un nivel equivalente a una tensión de línea de 220 V rms en todo el divisor resistivo (véase la **Fig. 8. 2**). Se hizo pasar una corriente mediante el amplificador de transconductancia, realizando mediciones para diferentes sensores con diferencias de fase entre la tensión y corriente controladas. Se realizaron mediciones a diferentes ganancias de mayor a menor evitando aquellas que salgan fuera del rango lineal marcado por el fabricante para el convertidor analógico digital de 12 bits del dsPIC o lleven a saturación al amplificador de instrumentación de ganancia programable. En la **Fig. 8. 14** se muestran algunas de estas mediciones para un sensor TMR magnetorresistivo conectado en configuración de puente de Wheatstone.

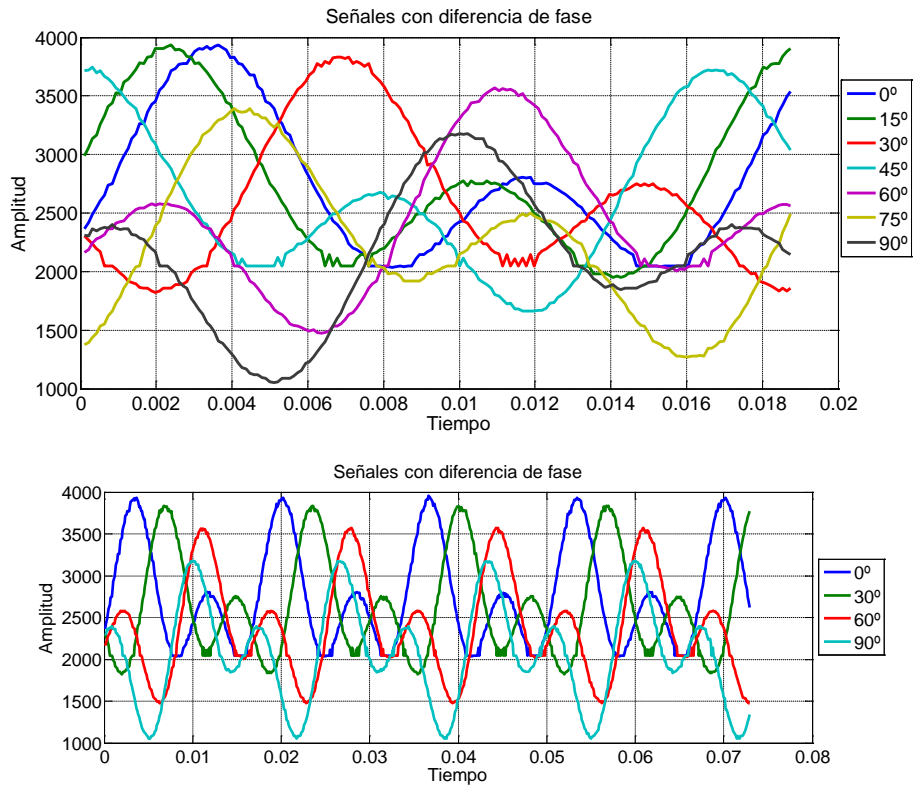


Fig. 8. 14.- Medición de señales de corriente y voltaje simuladas con diferencia de fase controlada.

Recuperando los datos para procesar la corriente se tiene que los valores varían como se puede ver en la Fig. 8. 15.

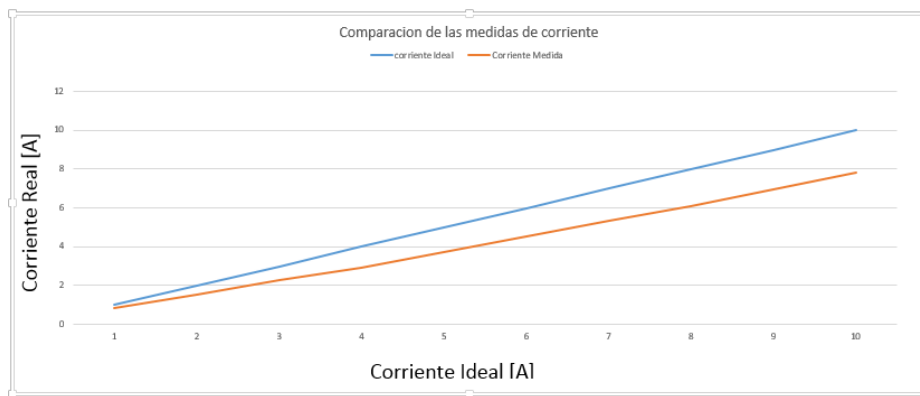


Fig. 8. 15.- Mediciones comparativas de la corriente recuperada de un sensor TMR y procesada con transformación digital de Fourier.

Asimismo para la fase o diferencia de fase se muestra el resultado de las medidas realizadas en un sensor en la **Fig. 8. 16**.



Fig. 8. 16.- Mediciones de diferencia de fase entre voltaje y corriente.

Como se puede ver, las mediciones tienen diferencias por lo que se propone realizar un análisis de regresión lineal para verificar si la corrección con dicha técnica reduce el error de las mediciones.

En la **Fig. 8. 17** se muestra la regresión lineal aplicada en diferentes medidas de factor de potencia. Los puntos dispersos son las diferentes medidas comparadas con la medida que deberían reflejar, se calcula el modelo mostrado en la ecuación con el coeficiente de determinación. Ello da los elementos para poder realizar un ajuste a la medición, insertando en el programa esos valores para cada una de las posibles frecuencias a medir.

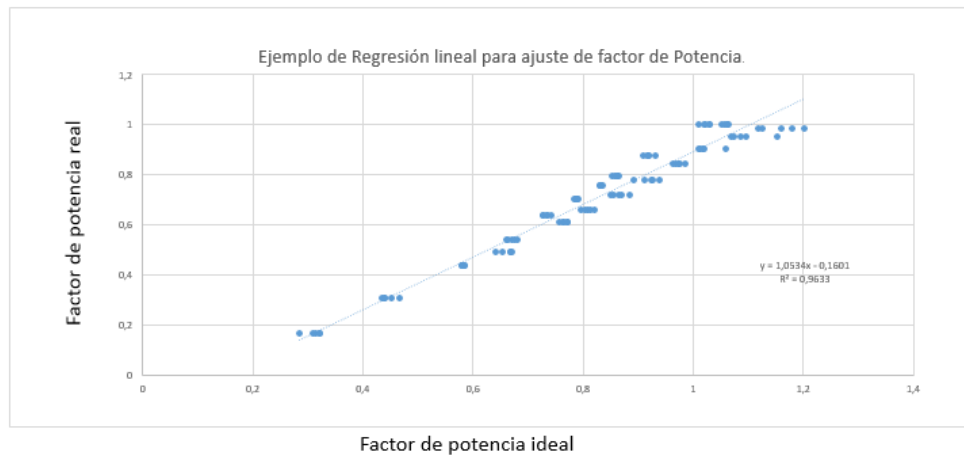
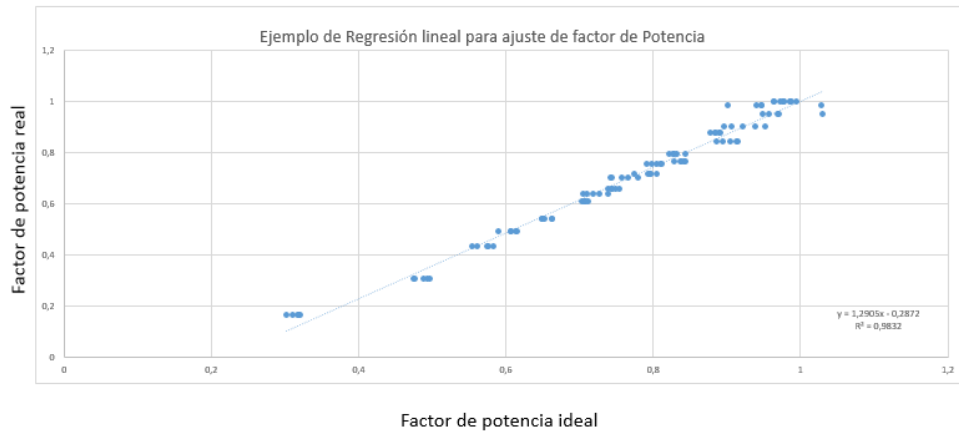


Fig. 8. 17.- Regresión lineal para dos sensores TMR magnetorresistivos en configuración puente de Wheastone para ajuste de factor de potencia.

Aplicando este algoritmo de corrección a cada señal de corriente, con lo cual se obtiene como en el caso anterior los coeficientes de corrección lineal para aplicar en las mediciones. Esto se realiza por un calculo con los promedios ajustando la línea de corrientes medidas con la línea de corrientes ideales a medir.

Una vez realizada la corrección en los factores de potencia, se procede a aplicar el algoritmo para corriente y para factor de potencia se procede a verificar que el ajuste mejore las medidas. En la **Fig. 8. 18** se puede ver el efecto de la corrección de las medidas, más si se compara con la **Fig. 8. 15** en la cual no se ha realizado dicha corrección.

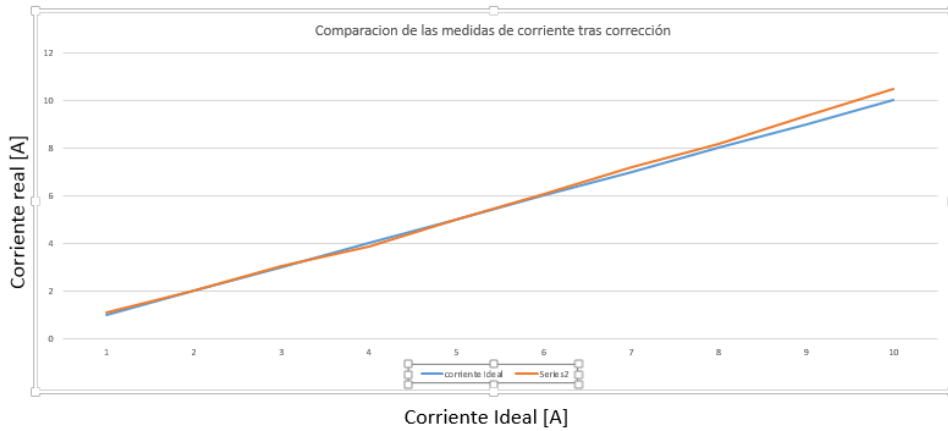


Fig. 8. 18.- Comparación de las medidas de corriente tras la corrección.

Comprobando igualmente el efecto de las correcciones de la regresión lineal sobre la diferencia de fase de la cual se calcula el factor de potencia, en la **Fig. 8. 19** se muestra el resultado una vez realizada la corrección numérica.

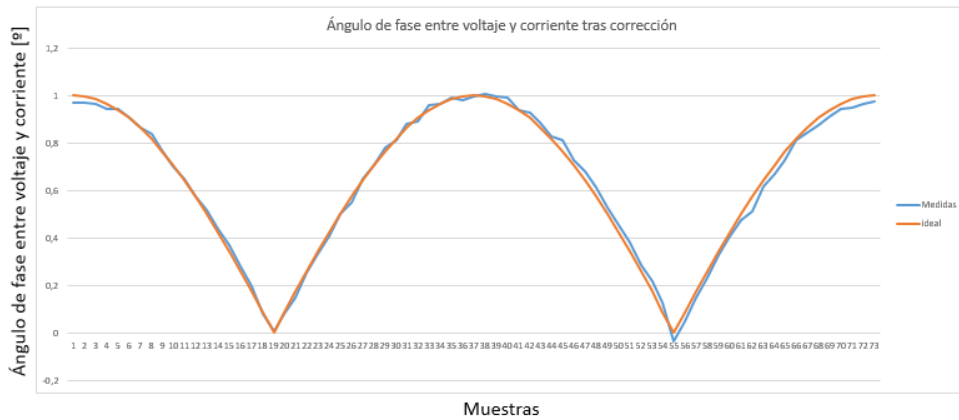


Fig. 8. 19.- Comparación de las medidas de ángulo de fase entre voltaje y corriente tras corrección por regresión lineal.

Dichas medidas permitirán configurar las mediciones de los parámetros a medir. Una vez realizado esto se procede a modificar el algoritmo del dsPIC de modo que permita almacenar estos valores en su EEPROM interna recuperándolas cada vez que se conecten para medir. Así mismo será posible poder modificar los factores de corrección almacenados por medio de la interfaz serie que tiene el

microcontrolador con lo cual se pueda reconfigurar si se requiere cambiar el sensor a medir.

8.4.- Diseño de la red de sensores: arquitectura digital en nodos maestro y esclavo.

Una vez se ha seleccionado un algoritmo de medida repetible es el momento de crear la red de sensores inteligente. Para ello hay que disponer en primer lugar de un canal de comunicación. Se ha optado por los módulos de comunicación XBEE series 2 de Digi [23]. El módulo seleccionado fue de la serie 2 (**Fig. 8. 20**). Estos tienen mayor cantidad de direcciones, mejoras en alcance y en consumo de potencia respecto de los de la serie 1. Poseen una interfaz llamada XCTU que facilita su configuración y prueba desde un computador. Se usarán en modo transparente para la interconexión de los diferentes nodos.



Fig. 8. 20.- Módulo XBEE serie 2 de Digi.

Los módulos se configuran en el programa de interfaz a ordenador XCTU, en ellos se toman todos los nodos esclavos como Routers AT y el nodo maestro como coordinador AT. La estructura de la red y el esquema general de la comunicación se muestra en la **Fig. 8. 21**. El maestro cuenta con conexión Wi-Fi en modo de punto de acceso y como servidor web, lo cual permite ver información por medio de una página html. La información se muestra en los diferentes medios que soportan Wi-Fi como son tabletas, ordenadores o teléfonos en una página web diseñada para tal fin, de lo que se hablará más adelante.

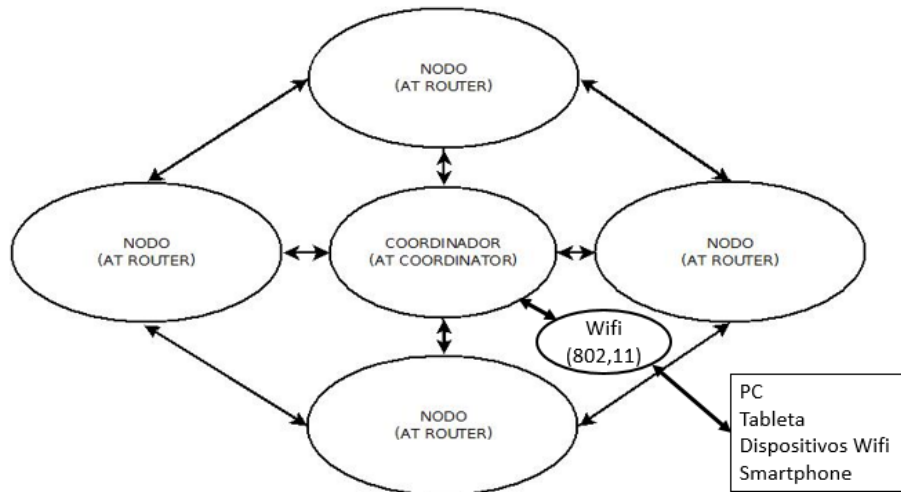


Fig. 8. 21.- Esquema general de la comunicación XBEE.

Para la presente red se han considerado 4 nodos configurados en la misma PAN ID y con los mismos canales de datos. Se configura el UART para comunicación a 115200 baudios sin paridad 8 bits.

El tener nodos conectados como Router permite realizar una configuración flexible, asimismo se puede comunicar de un nodo a otro realizando un número máximo de saltos configurable.

Realizando pruebas en el modo AT una vez reconfigurado y siguiendo las especificaciones, se ha dejado un máximo de tres saltos entre routers. Ello es suficiente para los routers que se dispone (tres). En el peor caso de que se conectaran en línea para pasar los paquetes desde el coordinador al último nodo sería suficiente para pasar por todos los nodos disponibles.

Se ha generado un protocolo de comandos para poder comunicar con cada nodo. En el nodo coordinador se configura el nodo destino y comienza la comunicación transparente, en el nodo de llegada se solicitan los datos para comunicarse con los demás nodos. La **Tabla III** recoge los comandos a usar para establecer la comunicación y solicitar los datos de los diferentes nodos.

Tabla III.- Comandos a usar para la comunicación y solicitud de datos de los diferentes nodos.

	Nodo 1	Nodo 2	Nodo 3	Nodo 4	Respuesta
	Comando	Comando	Comando	Comando	
Identificación	@1?	@2?	@3?	@4?	Numero de nodo (1 a 4)
Frecuencia	@1F	@2F	@3F	@4F	Frecuencia valor entero (50 ó 60)
Factor de Potencia	@1P	@1P	@1P	@1P	Factor de potencia (0.0 a 1.0) formato flotante
Potencia Total	@1T	@2T	@3T	@4T	Potencia total formato flotante
Potencia Real	@1R	@2R	@3R	@4R	Potencia real formato flotante
Potencia Aparente	@1A	@2A	@3A	@4A	Potencia aparente formato flotante
Voltaje	@1V	@2V	@3V	@4V	Voltaje formato flotante
Corriente	@1C	@2C	@3C	@4C	Corriente formato flotante
Buffer	@1D	@2D	@3D	@4D	Datos del buffer para analizar, voltaje corriente, potencias y factor de potencia en formato flotante

Para poder realizar la conmutación de nodos se usan los comandos AT en el coordinador para poder comunicarse con otro sistema.

Para realizar configuraciones se usa el comando AT

+++

ATDH 0013a200

ATDI 40BA91E2

ATCN

Para reconfigurar la nueva dirección se pone la parte alta y baja.

Respecto de la sección de Wi-Fi se ha utilizado un módulo que se conecta únicamente al coordinador XBEE o al maestro de la red para que provea comunicación de sobre la información procedente de los nodos y de su

procesamiento. En la **Fig. 8. 22** se muestra la estructura de los nodos maestro y esclavo.

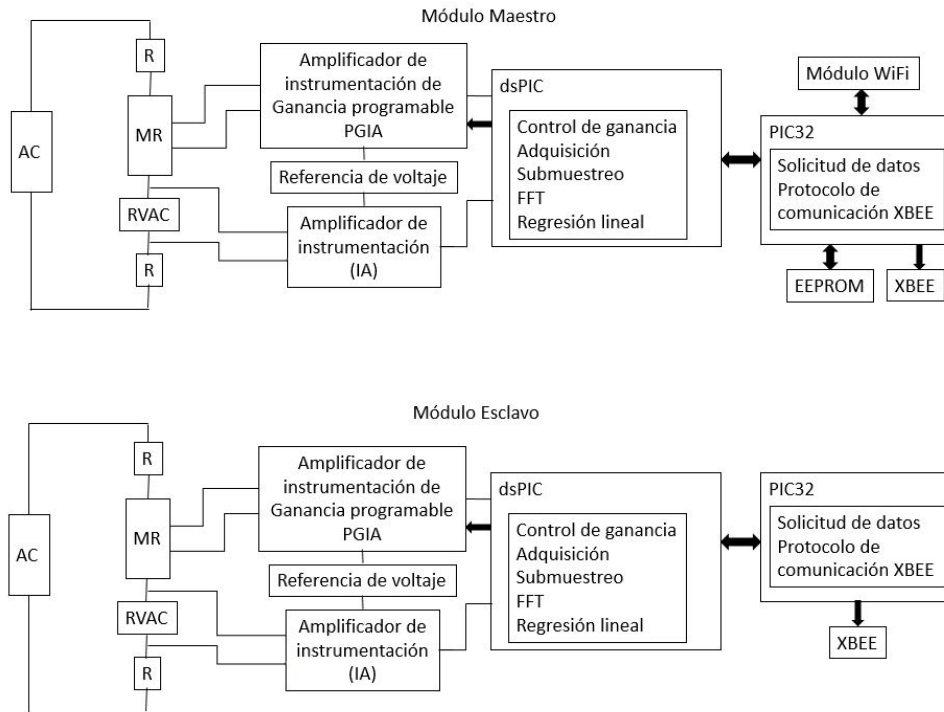


Fig. 8. 22.- Estructura de los módulos maestro y esclavo.

El módulo para comunicaciones inalámbricas que se ha utilizado es el modelo MRF24WG0MA/B de la firma Microchip, [24]. Este módulo permite generar conexiones tipo infraestructura y también redes en modo SOFT-AP que es un tipo de punto de acceso virtual, en la se muestra el aspecto externo del módulo.

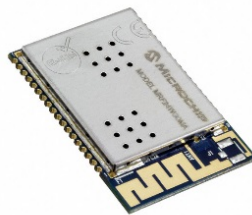


Fig. 8. 23.- Módulo de comunicaciones inalámbricas MRF24WG0MA/B de Microchip.

El módulo soporta directamente conexiones con ordenadores con cualquier sistema operativo (MAC o Windows hasta Windows 8.1 o cualquier versión de Linux) así como móviles y tabletas con Android, Symbian, Blackberry u otros. Proporciona un punto de acceso genérico al que se conectan los dispositivos mediante conexión wifi. La seguridad es configurable como cualquier modem, puede ser WEP64 o WEP128 así como WPA2 con frases, aunque para el modo SOFT-AP solo permite seguridad WEP. La seguridad WPA o WPA2 no han sido configuradas al momento de realización de esta tesis.

8.5.- Sistema de creación y estructura de archivos.

El sistema de creación de archivos está basado en HTML2, por lo cual se pueden usar características de HTML5 así como JavaScript o CSS para describir archivos, siendo compilados finalmente a un formato propio de Microchip llamado MPFS2. Ello es necesario para cumplir con el estándar TCP-IP de Microchip y así tener conexión a Internet ya sea como servidor o como cliente con conexión alámbrica (en este caso a 10 MHz) y soportando el estándar 802.11b y 802.11g a 6 MHz.

La interfaz permite crear tanto archivos de cabecera como archivos para cargar directamente al programar el chip y también de forma remota (a una memoria externa o en memoria interna del microcontrolador). Todas estas opciones se pueden configurar por medio de la interfaz de Microchip. En la **Fig. 8. 24** se muestra la interfaz gráfica que proporciona el fabricante para la compilación de programas permitiendo además la compresión de páginas y demás archivos así como realizar las cargas de páginas por medio de la comunicación TCP-IP a los módulos ya configurados.

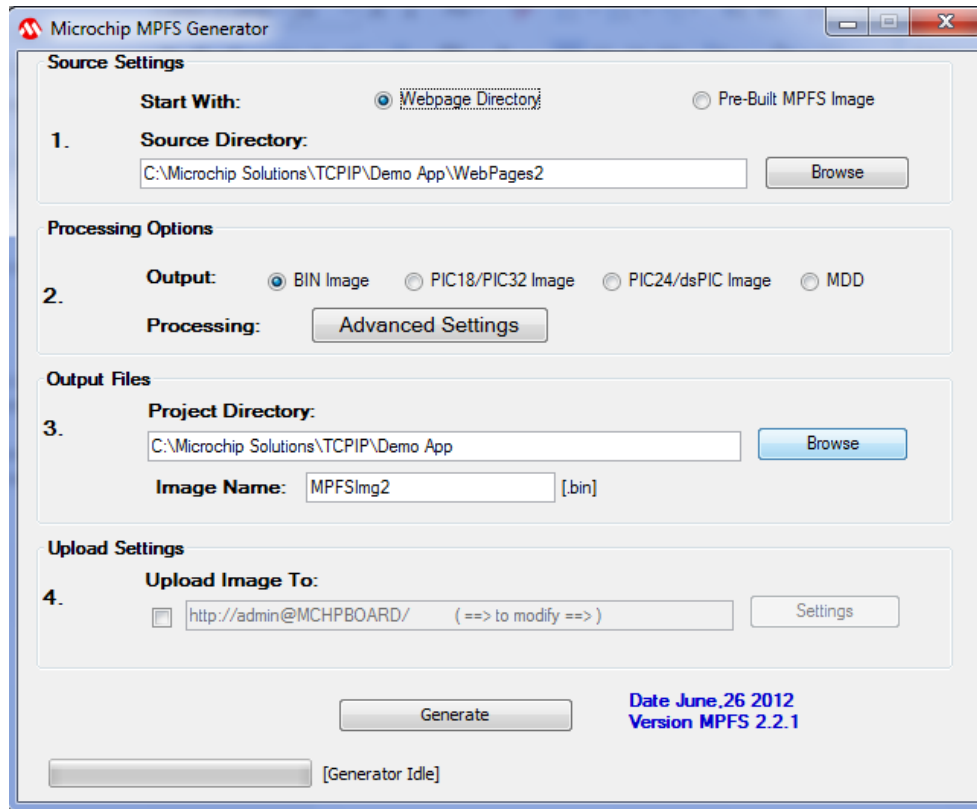


Fig. 8. 24.- Interfaz de compilación de programas de Microchip.

En la **Fig. 8. 25** se muestra la estructura de los archivos, se pueden usar archivos CSS o JavaScript para la composición de los archivos. Asimismo se puede cargar remotamente la página HTML comprimida en mpfs2 en upload settings si esta va a ser almacenada en EEPROM externa.

favicon.ico	Icono	1 KB
footer.inc	Archivo INC	1 KB
FPSensor1.htm	Chrome HTML Document	2 KB
FPSensor2.htm	Chrome HTML Document	2 KB
FPSensor3.htm	Chrome HTML Document	2 KB
FPSensor4.htm	Chrome HTML Document	2 KB
FPSensor5.htm	Chrome HTML Document	2 KB
GraficaSensor1.htm	Chrome HTML Document	3 KB
GraficaSensor2.htm	Chrome HTML Document	2 KB
GraficaSensor3.htm	Chrome HTML Document	2 KB
GraficaSensor4.htm	Chrome HTML Document	2 KB
GraficaSensor5.htm	Chrome HTML Document	2 KB
header.inc	Archivo INC	2 KB
index.htm	Chrome HTML Document	6 KB
logo.gif	Archivo GIF	47 KB
logouni.gif	Archivo GIF	11 KB
mchp.js	Archivo de secuencia de comandos de JScript	36 KB
script.js	Archivo de secuencia de comandos de JScript	211 KB
status.xml	Archivo XML	7 KB

Fig. 8. 25.- Estructura de los archivos a compilar.

Los archivos se compilan para generar la página compuesta, si se desean agregar más variables dinámicas se ingresan en el archivo status.xml y para modificaciones de actualización de datos de las páginas se realizan sobre el archivo mchp.js correspondiente al servidor TCP IP de Microchip.

8.6.- Software diseñado.

Para el dsPIC se tiene un algoritmo genérico, sea el nodo maestro o esclavo que se basa en almacenar los factores de corrección y escala en memoria EEPROM para realizar las compensaciones y un algoritmo de auto escala para realizar la adquisición. En caso de salir de escala interrumpe los vectores sub muestreados y reajusta la escala realizando una adquisición a 9600 Hz. Una vez se han llenado los vectores de sub muestreo se procede a realizar la transformada de Fourier y a aplicar los ajustes que salieron de la regresión lineal obteniendo los resultados y almacenándolos. El algoritmo cuenta con valores de 0 en mediciones por default por lo que al realizar una medición se tiene ese valor y al terminar la medición y cálculos reemplaza esos valores en el buffer para ser enviado según demanda al PIC32. Así los parámetros son calculados de forma cíclica esperando para ser enviados al PIC32. Se toman dos muestras y cálculos por segundo por lo que la velocidad máxima de actualización de datos por sensor será de 0.5 s.

El programa de cada nodo esclavo tiene solamente solicitud de datos del dsPIC y almacenamiento de las tramas y respuesta por el puerto serie del XBEE, para en caso de recibir solicitud por la línea del nodo coordinador o maestro de la red, enviar los datos solicitados.

El programa del nodo maestro cuenta con una memoria EEPROM modelo 25lc1024 y el módulo WIFI. Con ello se pueden almacenar los datos de manera externa ya que se pudo comprobar que con el módulo de graficado canvas(característica HTML5 para la realización de gráficas y dibujos) en JavaScript no era posible almacenarlo dentro del micro controlador.

Para la visualización se ha programado en HTML la página web con hipervínculos, los datos son almacenados en el nodo coordinador como variables globales y se transfieren a la página web como variables dinámicas que rellenan los datos.

En la **Fig. 8. 26** se muestran la página web diseñada para la aplicación. Como se puede ver se ha introducido un valor muy largo como factor de potencia para verificar que se puede usar cualquier valor con la resolución que se quiera. La longitud dependerá del tamaño del dato a mostrar, por parte del micro controlador este pasará los datos por medio de variables dinámicas, por lo cual se puede mezclar con archivos JavaScript o elementos de diseño como archivos CSS para arreglar la página.

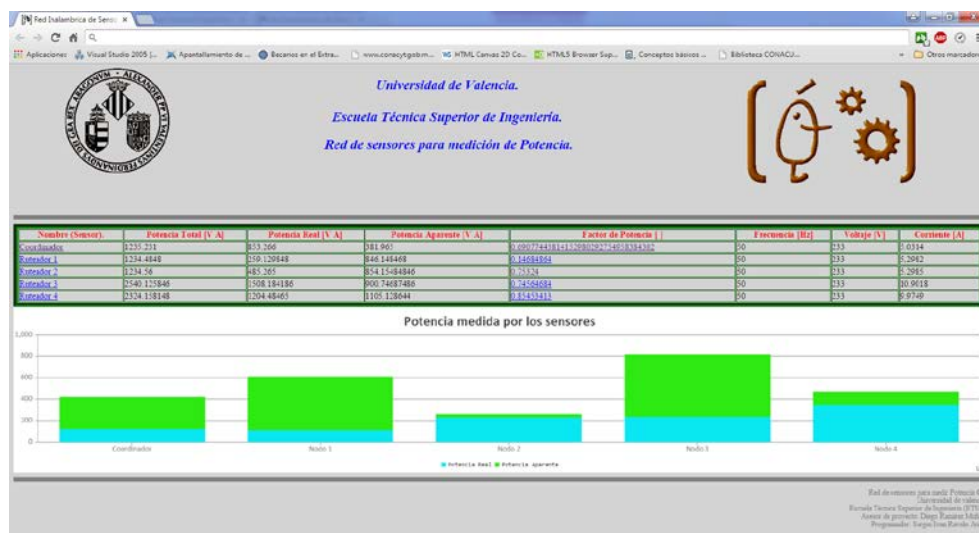


Fig. 8. 26.- Página Web principal diseñada para mostrar los resultados de las mediciones.

La carga de la página en el micro controlador se realiza por medio de FTP una vez se ha conectado al servidor en modo SOFT-AP. Para ello se procede a identificarse en la red, que en este caso lleva por nombre Soft AP. En la **Fig. 8. 27** se muestra la identificación y conexión a la red identificándola como punto de acceso genérico.

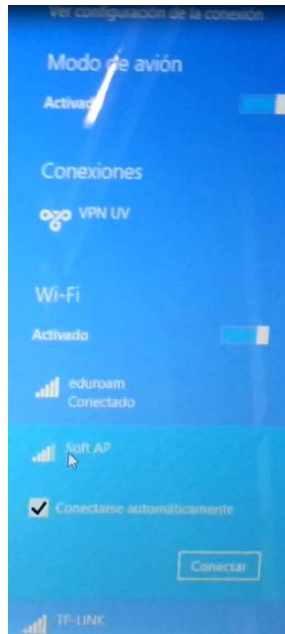


Fig. 8. 27.- Identificación de la red y conexión.

A continuación se ingresa la contraseña, para sistemas como Android o Windows 8.1 permite almacenarla aunque mostrarán conectividad limitada. En caso de no tener seguridad se conecta directamente, si se ha elegido seguridad WEP64 ó 128 se introduce la clave, completa si se ha solicitado o los datos configurados en el programa del PIC del archivo WF_Config.h. En la **Fig. 8. 28** se muestra la interfaz genérica con que cuentan los servidores al usar el protocolo TCP-IP de Microchip. Si se desea usar esta carga puede ser directa con archivos pre-compilados en extensión *.bin siempre y cuando las librerías no hayan sido modificadas.

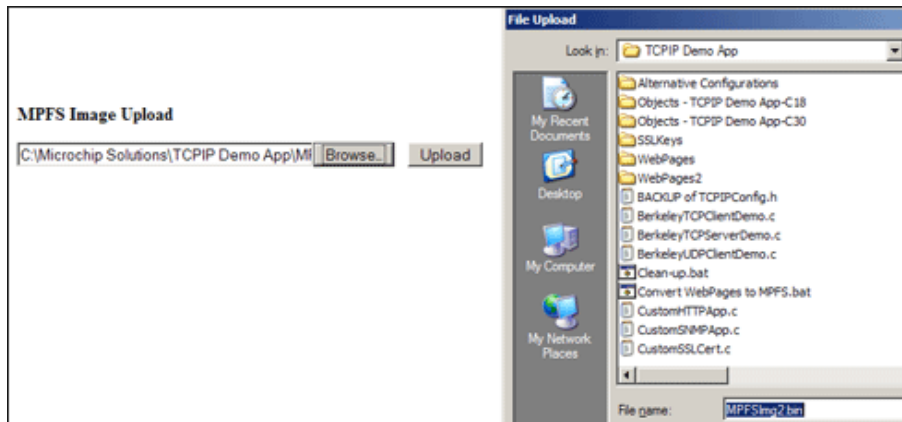


Fig. 8. 28.- Carga de página directamente en el micro controlador sin uso de programas.

El programa tiene un debug por puerto serie para monitorizar las medidas. En la **Fig. 8. 29** se toman datos por medio de la hiperterminal a 19200 baudios con 8 bits de datos sin paridad. Cada caracter D es el valor que se envía al adquirir un dato y cada caracter p al procesarlo, cada Dp son datos procesados del coordinador, mientras que cada XN es solicitud de dato a un nodo y su correspondiente XP es cuando se ha recibido dato de ese nodo. Cada XNXP es enviado y procesado del nodo X siendo lineal la estructura del programa.

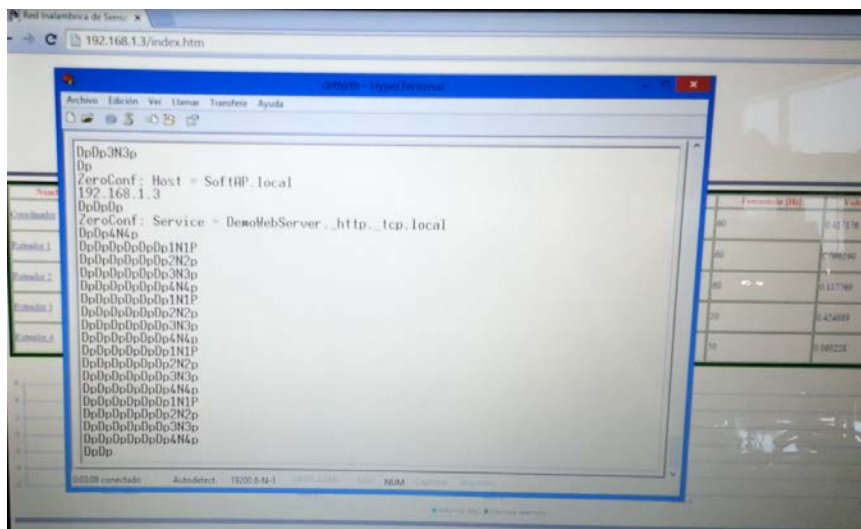


Fig. 8. 29.- Verificación de la toma de datos del coordinador.

Como se observa en la figura los datos XPNP tardan mucho más que los DP ya que el dato local tarda muy poco mientras que para reconfigurar vía comandos AT la nueva dirección se toma 3 s. Al iniciar el programa se hace un reconocimiento de los nodos conectados a los que se les pregunta por datos. Si no hay datos el coordinador solo es el que leerá los datos de su correspondiente sensor.

En la **Fig. 8. 30** se muestran las páginas una vez iniciado el sistema con los valores iniciales.

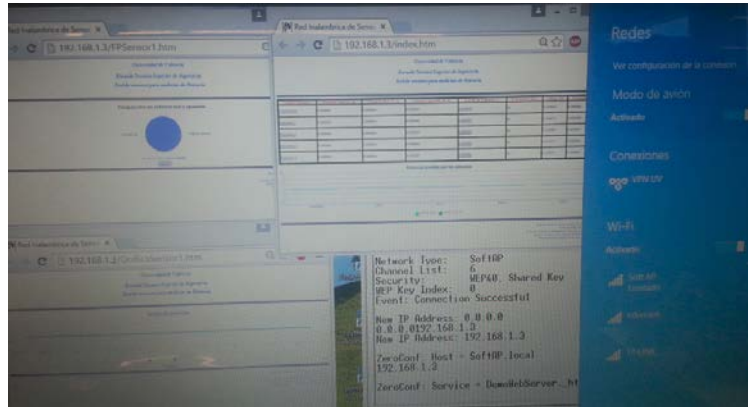


Fig. 8. 30.- Sistema funcionando iniciando el servidor antes de recibir medidas.

Como puede verse las medidas inician en cero y se actualizan (**Fig. 8. 29**) cada medio segundo de iteración. Las variables dinámicas en la página tienen un tiempo de actualización máximo de 40 ms por lo cual se transfiere a 10 MHz y las gráficas se actualizan conforme los valores de las variables dinámicas correspondientes.

Una vez realizado todo se presenta la página principal mostrada con medidas de línea de los nodos. Como se ve, se cuenta con una gráfica inferior interactiva basada en un JavaScript para gráficas offline pero difiere a comparación de la página originalmente diseñada en la (**Fig. 8. 26**) en la que no se cuenta con imágenes. Ello es debido a la falta de espacio en la memoria EEPROM externa por lo cual se debió simplificar la presentación final para el micro controlador. En la se muestra la presentación final de los datos.



Fig. 8. 31.- Medidas de la página principal para medidas de línea.

A su vez se puede ir almacenando un historial de datos, en este caso se hace uso de vectores circulares que se llenan y el dato nuevo desplaza los datos. Esto permite tener 10 medidas de la potencia total y de la potencia real para dar una idea de cómo se consume la potencia y la diferencia nos da una idea de la cantidad de energía desperdiciada. Esto se puede ver en la **Fig. 8. 32**.

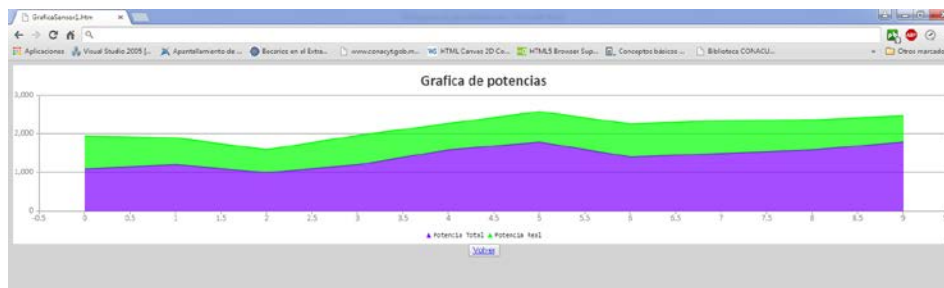


Fig. 8. 32.- Medidas de potencias almacenadas en buffer, para nodo coordinador.

Para monitorear los datos se muestra la página de presentación de potencias real y aparente (**Fig. 8. 33**).



Fig. 8. 33.- Página de presentación de comparación de potencias real y aparente.

Las imágenes mostradas en la **Fig. 8. 31** y la **Fig. 8. 32** se presentan para cada nodo, el control volver nos devuelve a la página principal, para poder simplificarlos se deben descomponer los archivos html y convertirlos en archivos *.bin para subirlos. En caso de realizar cambios en las variables se deben modificar los archivos cabecera HTTPPrint.h que genere con el archivo *.bin y el archivo CustomHTTPApp.c que contiene las funciones de impresión de las variables dinámicas.

8.7.- Resultados experimentales en las medidas de los nodos de la red.

Como hemos visto anteriormente debido a que cada sensor tiene diferentes características se hace un análisis para cada uno de los sensores a utilizar y para cada parámetro a medir todo ello para la frecuencia de línea de 50 Hz que es la disponible en el laboratorio.

Analizando los resultados respecto a las medidas de corriente tras haber sido procesadas y con la corrección de la regresión lineal se han obtenido los resultados mostrados en las **Fig. 8. 34** a **Fig. 8. 45**.

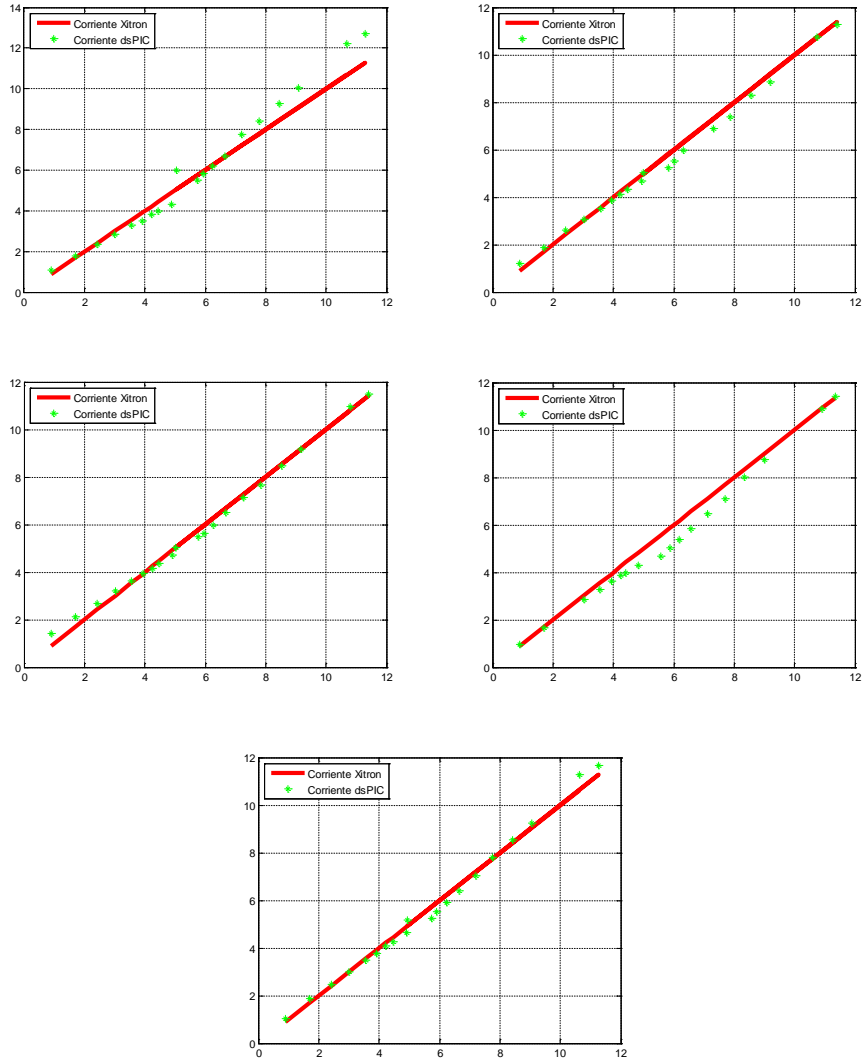


Fig. 8. 34.- Comparaciones de mediciones de corriente de los sensores de la red. Gráficas de corriente ideal (eje x [A]) contra corriente real (eje y [A]).

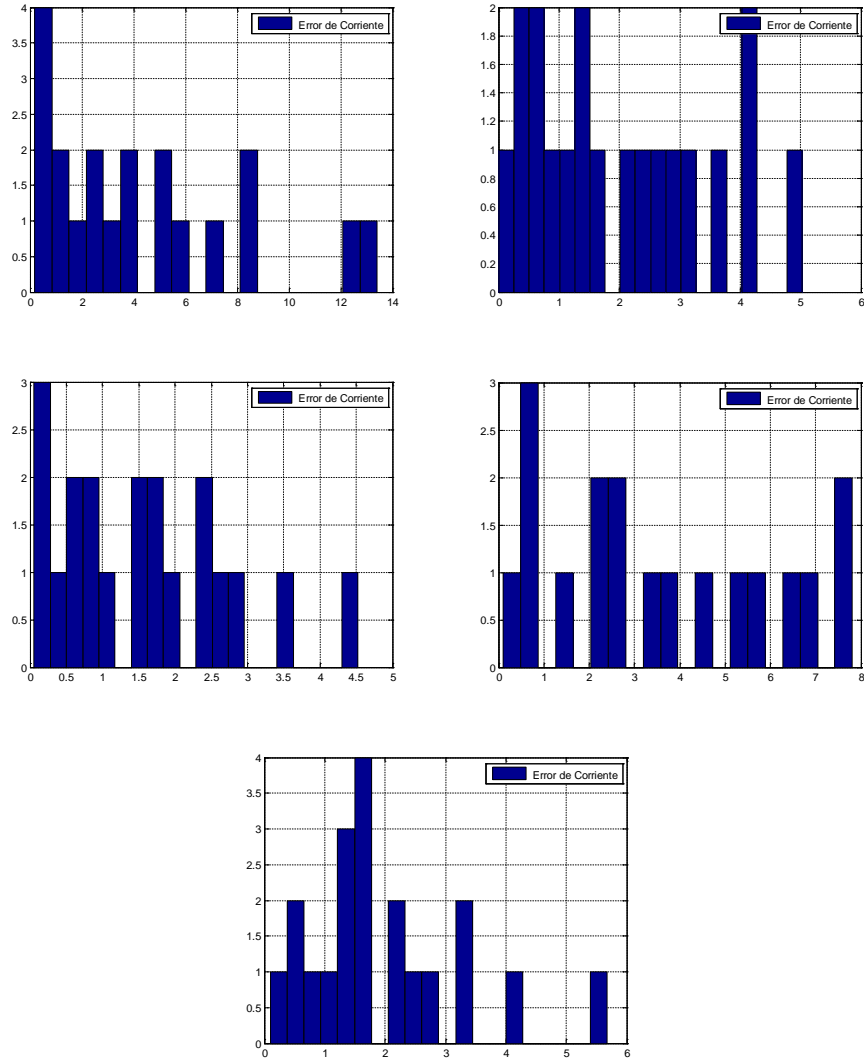


Fig. 8. 35.- Desviación porcentual de los promedios de las mediciones de las corrientes. Porcentaje de error relativo (eje x [%]) contra incidencias promedio por corriente (eje y).

Como se puede ver los errores porcentuales promedios son bastante bajos pero en algunos sensores las medidas llegan a tener errores. Esto es por la medida no lineal de la corriente como se muestra en la **Fig. 8. 34** que no sigue una regresión lineal en este caso. Se podría realizar un método de medición más específico como aproximaciones polinomiales o algún otro método de compensación pero perdería la generalidad de medición al cambiar dicho sensor ya que se ve una

pequeña curvatura no lineal de la medición, no es una tendencia general de los sensores sino que los errores dependen de cada sensor. Las medidas se realizaron con promedios de medidas para evitar errores esporádicos por lo cual es la mejor aproximación que se pudo conseguir con la regresión lineal.

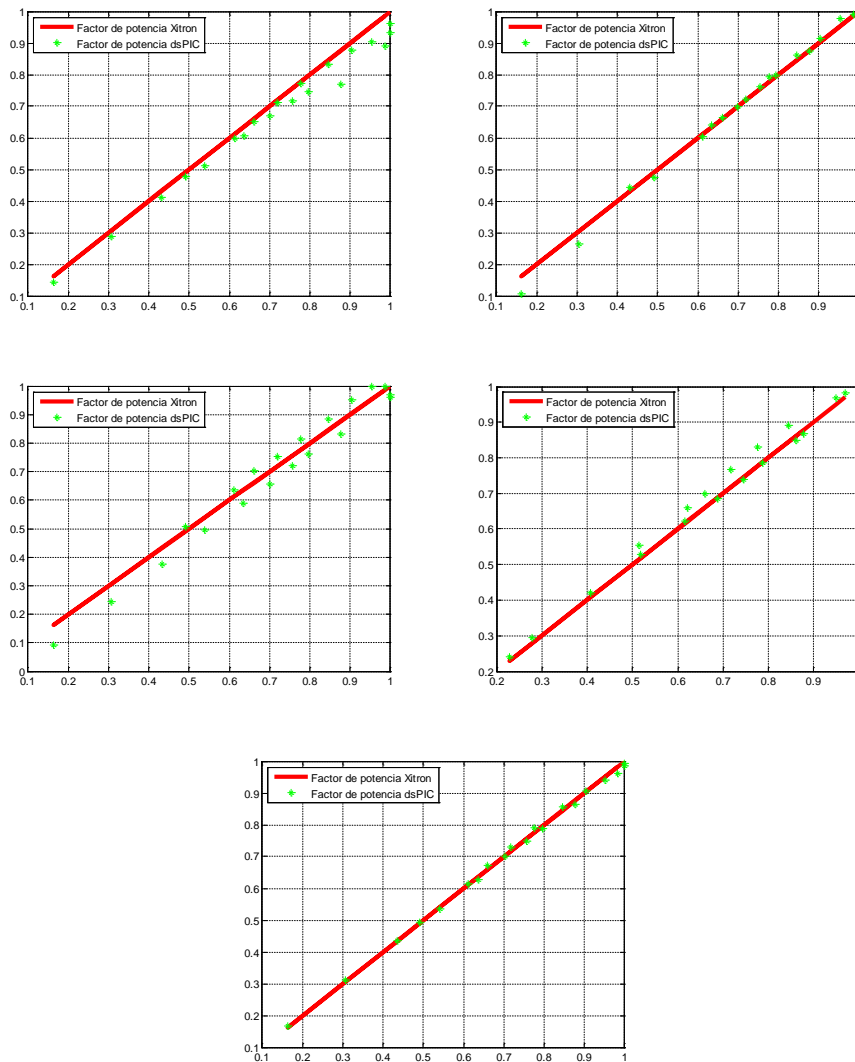


Fig. 8. 36.- Comparaciones de mediciones de factor de potencia de los sensores de la red. Factor de potencia ideal (eje x) contra factor de potencia real (eje y).

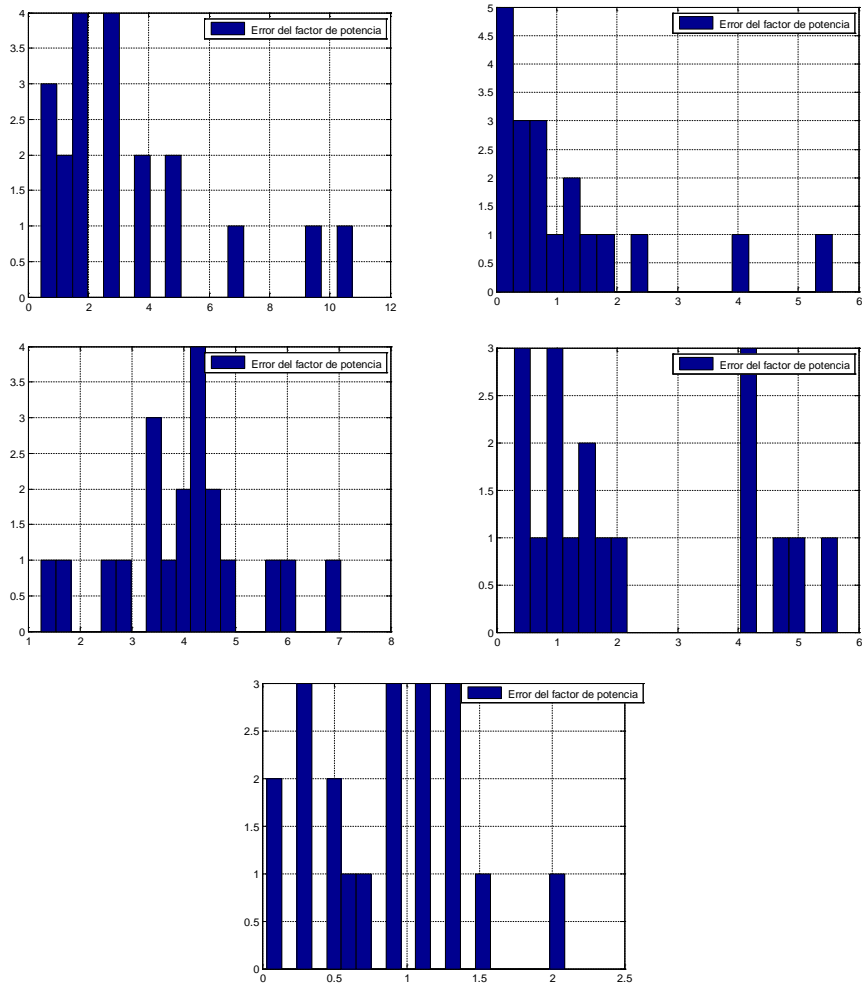


Fig. 8. 37.- Histogramas de los errores de los promedios de las mediciones de los factores de potencia. Porcentaje de error relativo (eje x [%]) contra incidencias promedio de mediciones de factor de potencia (eje y).

Como se puede ver en la **Fig. 8. 36** el tercer sensor es el que tiene más errores promedios en las medidas pero como se ve ambas medidas están distribuidas no linealmente. Este comportamiento depende más del sensor que del método, por lo cual se puede realizar otro método como redes neuronales lo cual haría menos general el método de medida. Estos errores se confirman en la **Fig. 8. 37**. Esto también se podría minimizar cambiando el sensor utilizado.

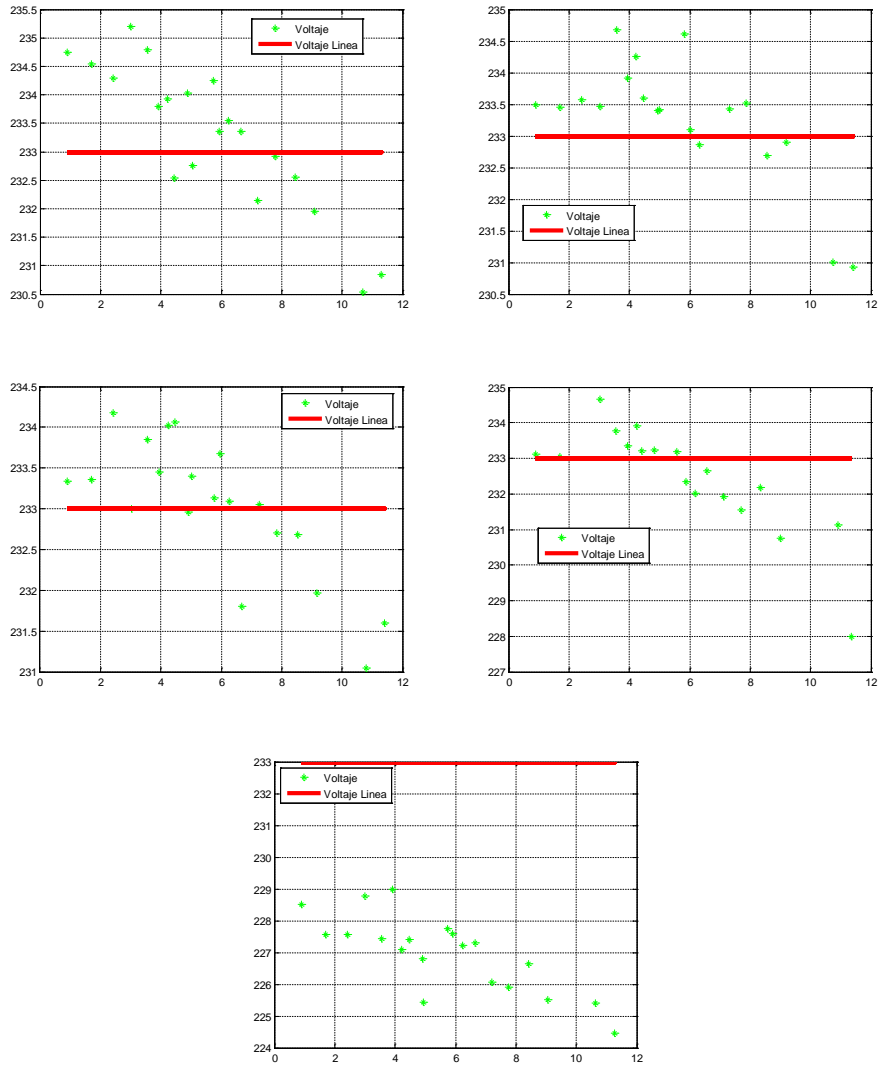


Fig. 8. 38.- Comparaciones de mediciones de voltaje de los sensores de la red. Mediciones en corriente por la pista (eje x [A]) contra voltaje de la red (eje y [V_{RMS}]).

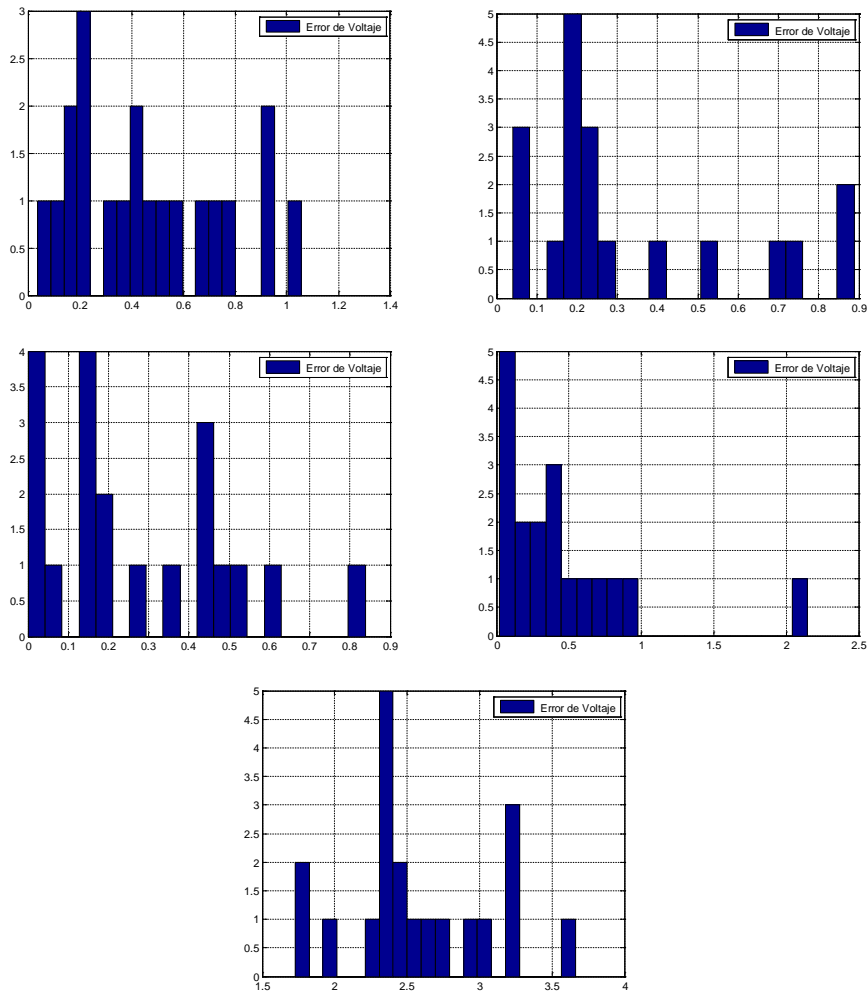


Fig. 8. 39.- Histogramas de los errores de los promedios de las mediciones de los voltajes. Porcentaje de error relativo (eje x [%]) contra incidencias promedio de las mediciones de error de voltaje (eje y).

Para el quinto sensor se podría minimizar aún más el voltaje modificando ligeramente el factor de ganancia pero habría que recalcular los parámetros. Si se desea como se tienen los parámetros libres se puede probar o realizar un algoritmo de aproximación basado en Matlab o tablas de medidas en Excel. Pero al no ser mayor al 2.5% promedio de los errores de los promedios se puede considerar una buena medida.

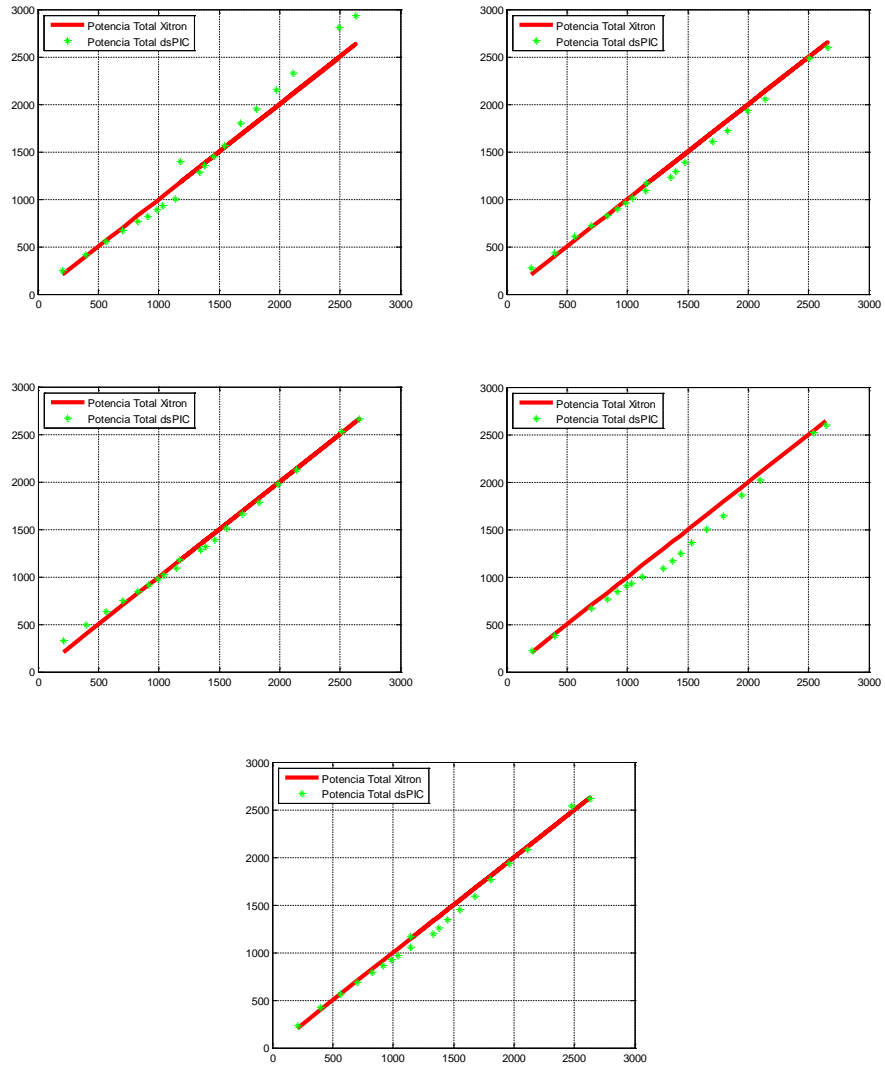


Fig. 8. 40.- Comparaciones de mediciones de potencia total de los sensores de la red. Potencia total ideal (eje x [VA]) contra potencia total medida (eje y [VA]).

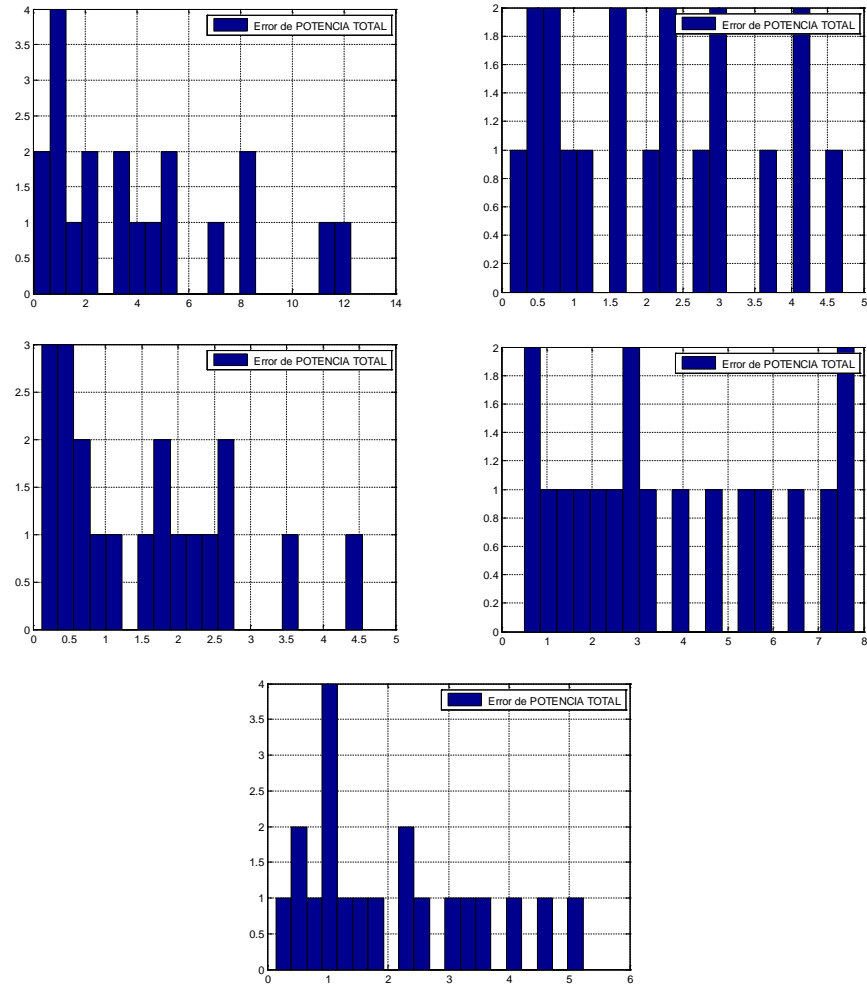


Fig. 8. 41.- Histogramas de los errores de los promedios de las mediciones de las potencias totales. Porcentaje de error relativo (eje x [%]) contra incidencias promedio de error de potencia total (eje y).

Las potencias totales reflejan el error de los voltajes y corrientes por lo cual esto es proporcional a lo que se midió anteriormente, con lo cual se tienen las medidas dependientes de los sensores nuevamente. Si se quiere minimizar se podría probar un método mejorado de regresión lineal o ajuste de los parámetros anteriores por algún método diferente.

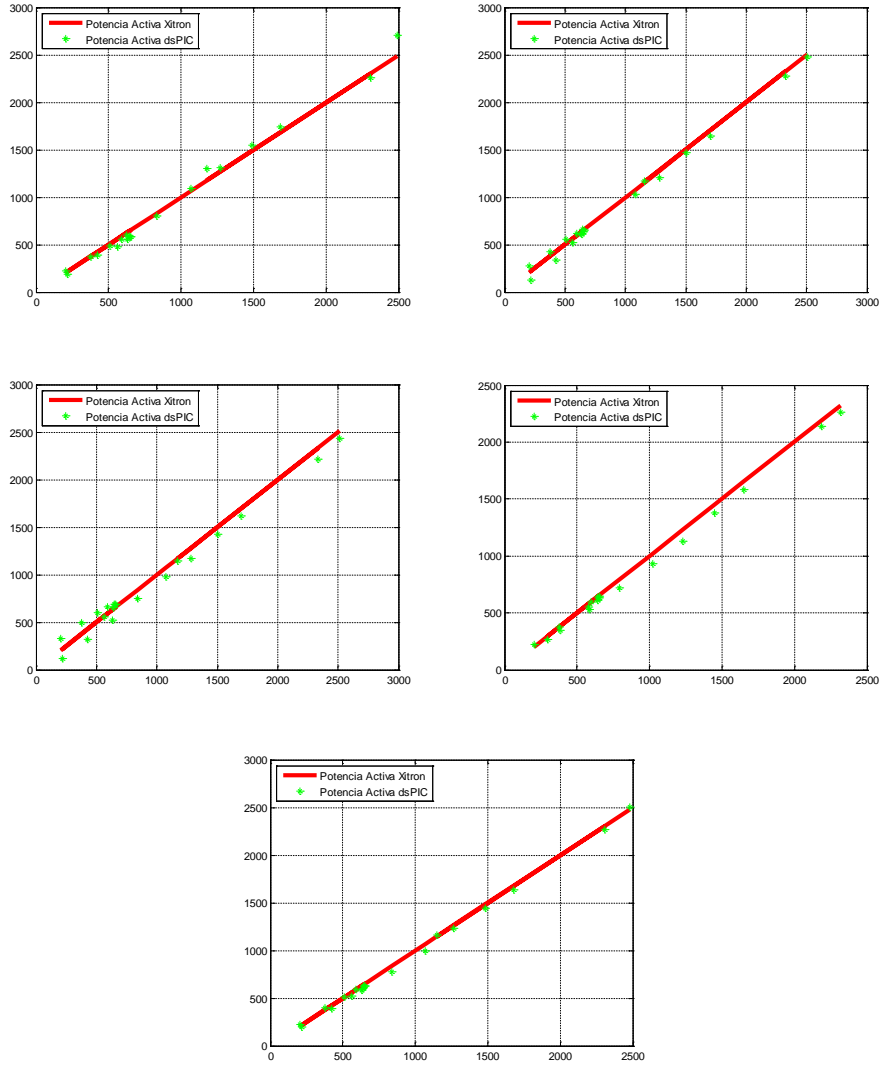


Fig. 8. 42.- Comparaciones de mediciones de potencia activa de los sensores de la red. Potencia activa ideal (eje x [VA]) contra potencia activa medida (eje y [VA]).

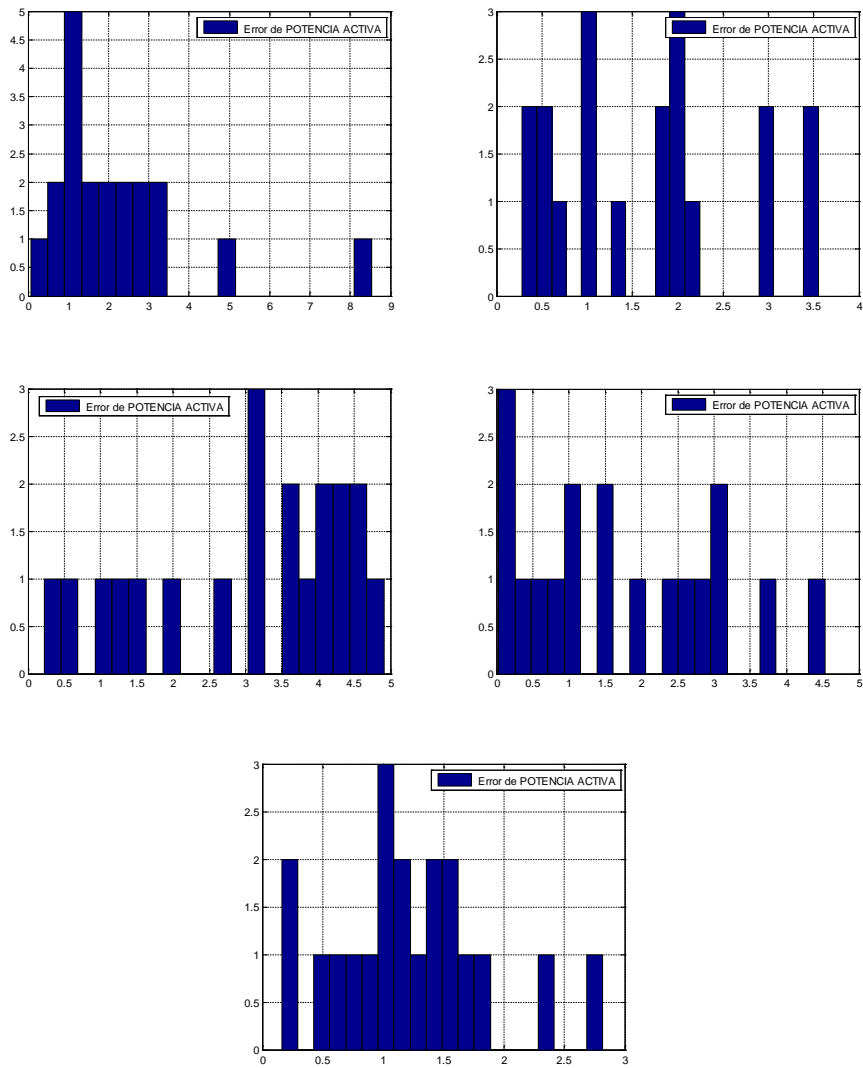


Fig. 8. 43.- Histogramas de los errores de los promedios de las mediciones de las potencias activas. Porcentaje de error relativo (eje x [%]) contra incidencias promedio de error de potencia activa (eje y).

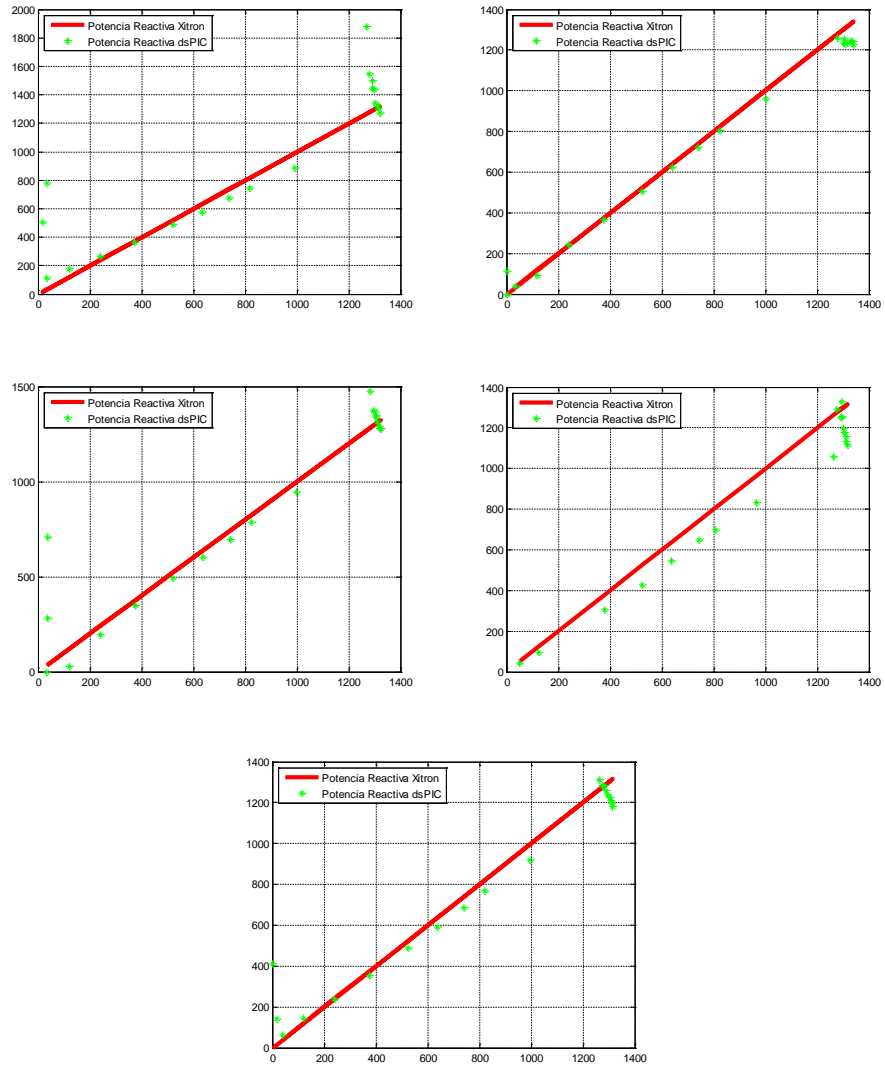


Fig. 8. 44.- Comparaciones de mediciones de potencia reactiva de los sensores de la red. Potencia reactiva ideal (eje x [V A]) contra potencia reactiva medida (eje y[V A]).

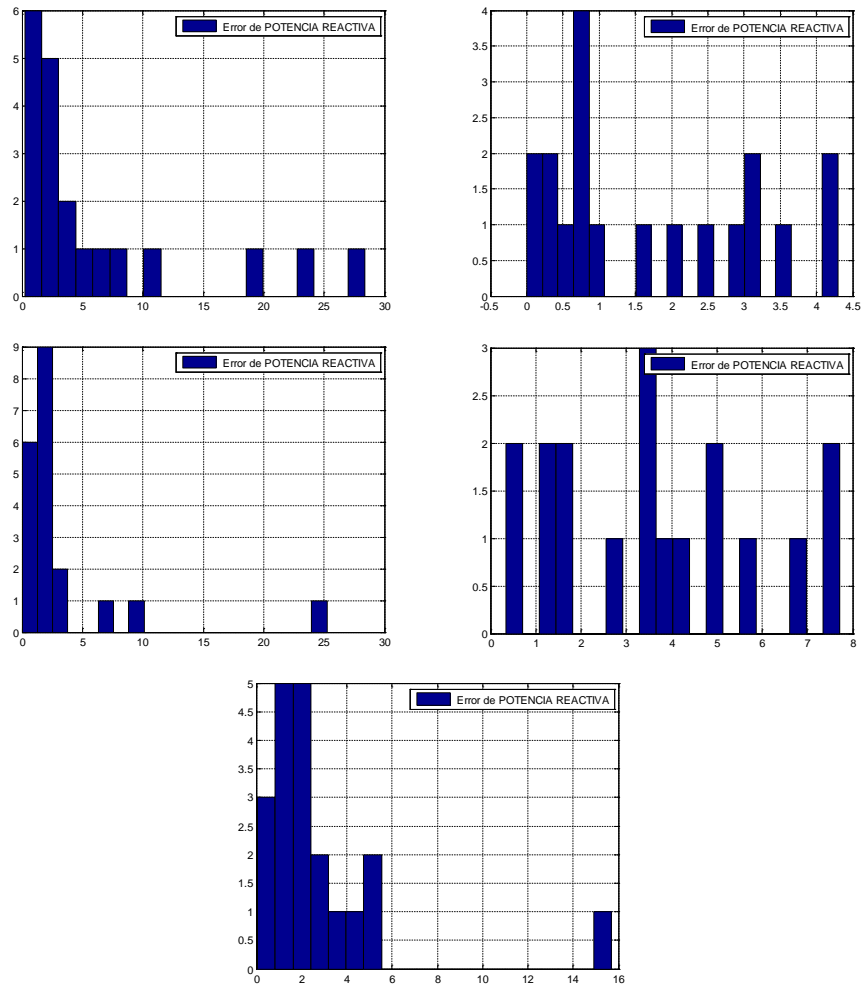


Fig. 8. 45.- Histogramas de los errores de los promedios de las mediciones de las potencias reactivas. Porcentaje de error relativo (eje x [%]) contra incidencias promedio de error de potencia reactiva (eje y).

Como se puede ver en los resultados de las **Fig. 8. 34** a **Fig. 8. 45** las medidas de los diferentes parámetros de interés proporcionadas por los sensores ofrecen desviaciones respecto del valor esperado que en la mayor parte de los casos no son superiores al 1% si bien en algunas medidas este error puede ser mayor. Estas discrepancias pueden estar asociadas a que se dispone de una población de sensores única fabricada para la realización de la tesis y no procedente de una cadena de fabricación donde ya se garantizan comportamientos repetibles.

El trabajo realizado demuestra la viabilidad del puente de Wheatstone magnetorresistivo como multiplicador analógico. Si la respuesta que ofrece el sensor es sometida a un procesamiento digital adecuado es posible obtener un gran número de parámetros eléctricos de interés. En una aplicación doméstica quizás solo sea necesario ofrecer información de la potencia consumida por una carga aunque el sistema desarrollado puede ofrecer más parámetros.

Debe recordarse que el comportamiento de los sensores tiene dependencia con la temperatura por lo que un estudio de su posible compensación debería realizarse en caso de que fuera necesario.

En la presentación se tiene una página web muy pesada, para poder reducir esto se puede usar funciones descritas de html5 o algunos otros métodos para reducir el peso de las páginas combinando descriptores con JavaScript. Debido a que se ha configurado un servidor sin conexión a internet actuando como punto de acceso el tamaño del script incrementa mucho el peso como se pudo ver en la **Fig. 8. 25**, si se deseara solo presentar datos o realizar directamente gráficas más simples en canvas se podría reducir el peso introduciendo imágenes y animaciones.

La reducción del peso en la página es muy importante, no solo es cuestión de estética ya que al crear la pagina el servidor refresca los datos, reemplazando los valores de variables dinámicas pero conservando lo demás con lo cual para mejorar la eficiencia se puede trabajar ahí.

Por otro lado los protocolos tienen una actualización de datos de variables dinámicas en funciones específicas las cuales deben ser rápidas. Para solventar los retrasos que se ven en las reconfiguraciones AT, solicitud de datos y demás se ha elegido actualizar en el ciclo infinito de trabajo del servidor los datos por medio de variables globales. Por lo cual se puede realizar un debugueo más completo analizando los datos que llegan y más parámetros de interés pero se debe recordar que para la optimización se recomienda usar lo mínimo teniendo más recursos para posibles mejoras futuras.

La carga de datos remota es una de las características más interesantes ya que permite modificar los parámetros de las páginas web. Es decir, el servidor puede seguir funcionando cambiando los parámetros de presentación sin requerir cambios en el programa. Por otro lado si se modifica el número de variables se

deben crear las funciones correspondientes y realizar tanto compilación del programa para el microcontrolador como para la página.

La red se ha hecho con configuración AT, después de realizar las pruebas se ha visto que el manejo punto a punto es muy rápido y eficiente pero la reconfiguración de los puntos es bastante lenta, por lo cual se podría haber hecho uso del modo API. Una posible mejora de prestaciones sería modificar ya sea el servidor o la red con módulos API transparentes ya que cuentan incluso con rutinas de comandos como se pudo ver en la **Tabla III**.

La página es muy intuitiva, aunque el servidor está limitado por razones de desempeño. El sistema tiene posibilidad de aceptar de uno a tres clientes Wi-Fi o más que puedan hacer cambios. Sin embargo, para poder dar servicio con una página tan pesada se ha hecho una limitación a un solo usuario con seguridad wep40. La mejora de seguridad y desempeño no es posible realizarla pero se puede agregar segmentos de reconfiguración remota con certificados o contraseñas. Sin embargo, al poder realizar modificaciones de los parámetros de las medidas se podrían realizar descalibraciones en caso de errores o carga fallida de páginas por lo cual se han quitado esas opciones. Aún así para aplicaciones prácticas se puede dejar activas las opciones de configuración limitando por contraseña o por tipo de producto a fabricar.

El análisis que se ha expuesto en este capítulo ha dado lugar a la comunicación en Congreso:

“Power measurement based on a tunnel magnetoresistive effect based sensor with analysis by Fourier transform”, D. Ramírez, Sergio I. Ravelo, S. Cardoso, P. P. Freitas, XXXV Biental de la Real Sociedad Española de Física. Resúmenes de las comunicaciones. Gijón, 6-10 Julio 2015.

8.8.- Referencias bibliográficas.

- [1] World Wildlife Fund (WWF)-España, Observatorio de la electricidad, Boletín enero 2014.
- [2] Cáceres, R.; Correa, R.; Ferreyra, P.; Cordero, E.: "Study of Active Electric Energy Meters Behavior of Induction and Electronic Types", Transmission & Distribution Conference and Exposition: Latin America, 2006. TDC '06. Aug. 2006, pp. 1-6.
- [3] Hoover, J.B.: "The changing world of power monitoring", Telecommunications Energy Conference, 2000. INTELEC. Twenty-second International, 10-14 Sept. 2000, pp. 103-108.
- [4] Chung-Ping Young; Devaney, M.J.; Shyh-Chyang Wang: "Universal serial bus enhances virtual instrument-based distributed power monitoring", IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 50, n. 6, Dec. 2001, pp. 1692-1697.
- [5] Koay, B.S.; Cheah, S.S.; Sng, Y.H.; Chong, P.H.J.; Shum, P.; Tong, Y.C.; Wang, X.Y.; Zuo, Y.X.; Kuek, H.W.: "Design and implementation of Bluetooth energy meter", Proc. of the 2003 Joint Conference of the Fourth International Conference on Information, Communications and Signal Processing, 2003 and the Fourth Pacific Rim Conference on Multimedia, vol. 3, 15-18 Dec. 2003, pp. 1474-1477 vol.3.
- [6] Jui-Yu Cheng; Min-Hsiung Hung; Jen-Wei Chang: "A ZigBee-Based Power Monitoring System with Direct Load Control Capabilities", IEEE International Conference on Networking, Sensing and Control, 2007, 15-17 April 2007, pp. 895-900.
- [7] Libano, F.; Paranhos, I.; Melchior, J.; Mano, O.; Fehlberg, R.; Braga, R.; Muller, S.: "Power Energy Meter in a Low Cost Hardware/Software", IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2006, vol. 3, July 2006, pp. 1712-1715.
- [8] Loss, P.A.V.; Lamego, M.M.; Sousa, G.C.D.; Vieira, J.L.F.: "A single phase microcontroller based energy meter", Proc. of the IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, 1998, vol. 2, 18-21 May 1998, pp. 797-800.
- [9] Jansson, P. M., Tisa, J., Kim, W.: "Instrument and Measurement Technology Education-A Case Study: Inexpensive Student-Designed Power Monitoring

Instrument for Campus Submetering”, IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 56, n. 5, Oct. 2007, pp. 1744-1752.

[10] K. Iwanson, G. Sinapius, W. Hoornaert (eds.), Measuring Current, Voltage and Power, Handbook of Sensors and Actuators, vol. 7, Elsevier, Amsterdam, 1999.

[11] J. R. Carstens, Electrical sensors and transducers, Prentice-Hall, New Jersey, 1993.

[12] J. Bryant, Digital processing does not always rule, Design News, 04.24.06, pp. 25.

[13] D. H. Sheingold (ed.), Nonlinear circuits handbook, Analog Devices, Norwood, 1976.

[14] M. Vopálensky, A. Platil, P. Kaspar, “Wattmeter with AMR sensor”, Sensors and Actuators A, 123-124 (2005), 303-307.

[15] D. Ramírez Muñoz, D. Moro Pérez, J. Sánchez Moreno, E. Castro Montero, Design and experimental verification of an intelligent sensor to measure the energy consumption in a one-phase AC line. Measurement, 42 (2009) pp. 412–419.

[16] D. Ramírez Muñoz, J. Sánchez Moreno, S. Casans Berga, A. E. Navarro Antón, “Active power analog front-end based on a Wheatstone-type magnetoresistive sensor”, Sensors & Actuators A 169 (2011), 83-88.

[17] V. Vountesmeri, “Magnetoresistive watt-converter for measurement active power in the frequency range of 20 Hz-20 kHz”, Conf. Precision Electromagn. Meas. Dig., Sidney, Australia, May 2000, 28-29.

[18] V. Vountesmeri, J. Rodríguez, R. Carranza, “Error source determination of a magnetoresistive active power sensor at industrial frequencies”, IEEE Trans. Instrum. Meas., vol 51, n 5, October 2002, 1035-1038.

[19] H. Calleja, “A simple VFC based wattmeter suitable for application at industrial frequency”, Measurement, 39 (2006), 73-79.

[20] H. Calleja, “Error analysis of a dual-VFC multiplier aimed at industrial-frequency power metering”, Measurement, 40 (2007), 968-974.

[21] Koon, W.: "Current sensing for energy metering", Analog Devices technical article, http://www.eetasia.com/ART_8800245233_765245_TA_3b1014f7.HTM

[22] <http://www.ti.com/product/pga280>

[23] <http://www.ti.com/product/ina128>

[24].- <http://www.digi.com/products/xbee-rf-solutions>

[
25] <http://www.microchip.com/wwwproducts/Devices.aspx?product=MRF24WG0MA>

Capítulo 9

Conclusiones

En este capítulo se resumen las conclusiones generales del presente trabajo de tesis. Se engloban propuestas de trabajo futuro así como una lista de publicaciones derivadas de los desarrollos hechos.

9.1. Conclusiones.

Entre las conclusiones generales tenemos

La presente tesis es un ejemplo de colaboración entre la Universidad de Valencia, el Hospital la Fe para pruebas de radiación, el INESC-MN que fabricó los sensores y CONACYT México que financió el doctorado.

Se han desarrollado sistemas de instrumentación para caracterización térmica, caracterización física y caracterizaciones tanto estática como dinámica de los sensores a utilizar.

Se ha propuesto una técnica de medida no invasiva que permite verificar el valor de cada uno de los elementos resistivos que componen un puente en configuración puente de Wheatstone. Ello permitió analizar puentes integrados sin tener que realizar desconexión física y verificar las variaciones de los elementos para poder modelar su comportamiento.

Se ha desarrollado una aplicación de medida de potencia eléctrica utilizando sensores magnetorresistivos de tecnología TMR. Ella está basada en el principio de multiplicación analógica y separando la información con ayuda de la transformada

de Fourier digital, con lo cual puede recuperarse la información a partir de la señal original como se explicó en los fundamentos de medida (Capítulo 8).

Se ha diseñado un sistema de acondicionamiento, adquisición y procesamiento de la potencia eléctrica basado en procesamiento digital de la señal. El acondicionamiento busca la parte lineal de la amplificación de forma automática, que es gobernada por el microprocesador, modificando y compensando las ganancias para los procesamientos subsecuentes.

Se ha diseñado y verificado experimentalmente una red de vatímetros basada en los sensores utilizados. Esta red posee un nodo maestro, nodos esclavos y protocolos XBEE, WiFi y el protocolo TCP-IP de Microchip.

Se desarrolló una página web con el objetivo de que un usuario autorizado pueda visualizar las mediciones de la red analizando medidas por nodo o de todos los nodos a la vez. Para ello debe acceder al punto de acceso y a la página web del servidor que es la página principal, de ahí puede acceder a las páginas secundarias diseñadas para tal fin.

También se investigó en el comportamiento de los sensores TMR frente a radiación. Este estudio fue motivado debido a que no se encontró estado de la técnica y se vio la posibilidad de poder integrar esta tecnología a aplicaciones aeroespaciales, con el fin de comprender su viabilidad y gracias a la cooperación con el Hospital la Fe se pudo realizar este estudio.

Como parte de este trabajo se caracterizó una termorresistencia de rutenio integrada en el mismo sustrato.

9.2. Propuestas de trabajo futuro.

Algunas de las propuestas de trabajo futuro derivadas de esta tesis podrían ser:

Profundizar en el comportamiento frente a radiación con una mayor población de sensores para poder ver posibles cambios así como diferentes dosis para ver si hay cambios significativos y qué causas los producen.

Avanzar para pasar de una red prototípica a una prueba de concepto. Ello supondría: aspecto comercial, reducción de tamaño y consumo, satisfacción de las normativas y reducción de costes.

Optimizar en los aspectos relacionados a la modelización del sensor y el sistema sensor-conductor.

Investigar nuevas configuraciones: sensor sobre una pista, uso de un solo elemento en lugar de un puente entre otras.

Investigar el comportamiento de la termorresistencia de Ru en temperaturas bajas de criogenia frente a irradiación.

Caracterizar el comportamiento TMR frente a mayores dosis de radiación.

9.3. Lista de publicaciones derivadas de la tesis.

La lista de publicaciones se divide en comunicaciones a congresos y artículos en revistas.

i. Comunicaciones a congresos.

"Power measurement based on a tunnel magnetoresistive effect based sensor with analysis by Fourier transform", D. Ramírez, Sergio I. Ravelo, S. Cardoso, P. P. Freitas, XXXV Biental de la Real Sociedad Española de Física. Resúmenes de las comunicaciones. Gijón, 6-10 Julio 2015.

"Power measurement based on a tunnel magnetoresistive effect based sensor with analysis by Fourier transform", D. Ramírez, Sergio I. Ravelo, S. Cardoso, P. P. Freitas, XXXV Biental de la Real Sociedad Española de Física. Resúmenes de las comunicaciones. Gijón, 6-10 Julio 2015.

"A non-invasive electronic measurement technique of the four resistance elements in a Wheatstone bridge sensor", D. Ramírez, S. I. Ravelo, J. Sánchez, S. Cardoso, P. P. Freitas, R. Ferreira, Comunicación, XXXIV Reunión Biental de la Real Sociedad Española de Física, Proceedings del Congreso, pp. 891-892, Valencia, 15-19 Julio 2013.

"Effect of polarization current on the frequency response of magnetoresistive sensors based on magnetic tunnel junction technology", S. I. Ravelo, D. Ramírez, J. Sánchez, S. Cardoso, P. P. Freitas, R. Ferreira, Comunicación, XXXIV Reunión Biental de la Real Sociedad Española de Física, Proceedings del Congreso, pp. 869-870, Valencia, 15-19 Julio 2013.

"Magnetic tunnel junction current sensor for industrial applications", J. Sánchez, D. Ramírez, S. I. Ravelo, A. Lopes, S. Cardoso, R. Ferreira and P. P. Freitas, Digest of the

IEEE International Magnetism Conference (Intermag), Vancouver (BC), Canadá, 7-11 Mayo, 2012.

ii. Artículos en revistas.

“A non-invasive electronic measurement technique to measure the embedded four resistive elements in a Wheatstone bridge sensor”, S. I. Ravelo, D. Ramírez, S. Cardoso, R. Ferreira, P. P. Freitas, *Review of Scientific Instruments* 86, 066109 (2015).

Cuyos datos de repercusión objetiva son:

Factor de impacto (2014): 1.614

Posición en categorías:

INSTRUMENTS & INSTRUMENTATION	20/56	Cuartil Q2
PHYSICS, APPLIED	70/143	Cuartil Q2

“Total ionizing dose (TID) evaluation of magnetic tunnel junction (MTJ) current sensors”, S. I. Ravelo, D. Ramírez, S. Cardoso, R. Ferreira, P. P. Freitas, *Sensors and Actuators A: Physical*, 225 (2015) 119-127.

Cuyos datos de repercusión objetiva son:

Factor de impacto (2014): 1.903

Posición en categorías:

INSTRUMENTS & INSTRUMENTATION	14/56	Cuartil Q1
ENGINEERING, ELECTRICAL & ELECTRONIC	68/249	Cuartil Q2

“Fractional Modeling of the AC Large-Signal Frequency Response in Magnetoresistive Current Sensors”, S. I. Ravelo, D. Ramírez, J. Sánchez, S. Cardoso, R. Ferreira, P. J. P. Freitas, *Sensors* 2013, 13(12), 17516-17533.

Cuyos datos de repercusión objetiva son:

Factor de impacto (2013): 2.048

Posición en categorías:

INSTRUMENTS & INSTRUMENTATION	10/57	Cuartil Q1
-------------------------------	-------	------------

"MgO Magnetic Tunnel Junction Electrical Current Sensor With Integrated Ru Thermal Sensor", A. Lopes, S. Cardoso, R. Ferreira, E. Paz, F. L. Deepak, J. Sánchez, D. Ramírez, S. I. Ravelo, P. P. Freitas, IEEE Transactions on Magnetics, 49, 7, 3866-3869, July 2013.

Cuyos datos de repercusión objetiva son:

Factor de impacto (2013): 1.213

Posición en categorías:

ENGINEERING, ELECTRICAL & ELECTRONIC 125/248 Cuartil Q3

PHYSICS, APPLIED 86/136 Cuartil Q3

"Electrical Characterization of a Magnetic Tunnel Junction Current Current Sensor for Industrial Applications", J. Sánchez, D. Ramírez, S. I. Ravelo, A. Lopes, S. Cardoso, R. Ferreira, P. P. Freitas, IEEE Transactions on Magnetics, 48, 11 (2012), 2823-2826.

Cuyos datos de repercusión objetiva son:

Factor de impacto (2012): 1.422

Posición en categorías:

ENGINEERING, ELECTRICAL & ELECTRONIC 90/243 Cuartil Q2

PHYSICS, APPLIED 64/128 Cuartil Q3

"Aplicaciones del girador de Bruton como fuente de corriente", W. Puente, D. Ramírez, S. I. Ravelo, Revista Española de Electrónica, Enero, 2014, pp. 36-40.

