POLITÉCNICA

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA
DE TELECOMUNICACIONES

Doctorado en Ingeniería de Sistemas Electrónicos
TESIS DOCTORAL

Diseño y desarrollo de sistemas
basados en dispositivos
magnéticos para aplicaciones
en espacio y defensa

Marina Pérez Jiménez
Ingeniera de Telecomunicación

Director:
Claudio Aroca Hernández-Ros

2019

POLITÉCNICA

DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA FÍSICA

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA
DE TELECOMUNICACIONES

Doctorado en Ingeniería de Sistemas Electrónicos
TESIS DOCTORAL

Diseño y desarrollo de sistemas basados en dispositivos magnéticos para aplicaciones en espacio y defensa

Marina Pérez Jiménez
Ingeniera de Telecomunicación

Director:
Claudio Aroca Hernández-Ros
Doctor en CC. Físicas

2019

Título de la Tesis: DISEÑO Y DESARROLLO DE SISTEMAS BASADOS EN DISPOSITIVOS MAGNÉTICOS PARA APLICACIONES EN ESPACIO Y DEFENSA.

Departamento: Electrónica Física.

Autor: Marina Pérez Jiménez.

Director: Claudio Aroca Hernández-Ros.

Tribunal nombrado por el Excmo. y Magfco. Sr. Rector de la Universidad Politécnica de Madrid, el día ____ de Octubre de 2019.

Presidente: _____

Vocal: _____

Vocal: _____

Vocal: _____

Secretario: _____

Suplente: _____

Suplente: _____

Realizado el acto de defensa y lectura de la Tesis el día ____ de Octubre de 2019 en la E. T. S. De Ingeniería de Telecomunicación de Madrid.

Calificación:

EL PRESIDENTE

LOS VOCALES

EL SECRETARIO

*“Por muy bueno que creas ser
siempre habrá alguien mejor que tú”*

Agradecimientos

Hace no mucho tiempo he oído hablar por primera vez de Leonard Susskind, que es uno de los físicos teóricos más relevantes en la actualidad y dicen que uno de los mayores investigadores en la “teoría de cuerdas”. A parte de su plano académico, del que no puedo evaluar mucho porque soy “teleco” (y a mucha honra), me llegó bastante dentro su plano personal, y precisamente por eso quiero empezar con él los agradecimientos de mi tesis.

Leonard Susskind es hijo de un fontanero y una ama de casa. Se crio en un ambiente profundamente humilde y sus perspectivas para ser “alguien importante” eran más bien escasas. Y pongo entre comillas el “alguien importante” porque no deberíamos juzgar la importancia de las personas en función de su consecución de logros académicos.

Pero lo hacemos, constantemente. Y caemos en el error de pensar que el haberte criado en una familia humilde y sin estudios universitarios, te incapacita para conseguir cualquier cosa que te propongas. Y, pese a parecer redundante, no pongo cualquier cosa que te propongas entre comillas porque eso si me parece digno de mención y no la estupidez que he escrito antes.

Un día, Leonard le dijo muy serio a su padre que no quería ser fontanero, que no iba a seguir con el negocio familiar porque el quería ser como Einstein. Y ha estado a punto de conseguirlo. Algunos, las verdaderas mentes brillantes de este mundo, creen que, de hecho, le ha superado. Yo no quiero entrar en valoraciones, porque llevo casi 8 años aprendiendo que “al César lo que es del César” y yo no soy física. Yo me quedo con lo de que su familia, pese a las reticencias iniciales le apoyaron en todo lo que decidió hacer y esperaron pacientemente a que su hijo terminara de marcar su propio camino.

Como cualquier familia de este mundo debe hacer.

Así que quiero empezar dando las gracias a mi familia. A mi padre y a mi madre que no tienen apellidos con guión intercalado, ni son sobrinos “de...” ni nietos “de...”, que no han conocido a mucha gente importante y que lo han tenido muy difícil para conseguir todo lo que se han propuesto, porque son de cuna humilde y no han tenido ayuda de nadie con renombre. Y les quiero dar las gracias porque me han enseñado todo lo realmente importante en esta vida. Me han enseñado el valor del esfuerzo, el valor de pelear por lo que se quiere. Me han enseñado a ilusionarme con cada logro. Me han formado un carácter basado en la curiosidad, y en la necesidad de entenderlo todo, para después poder explicarlo. Y sobre todo me han enseñado que el haberme criado en un barrio obrero, no te ancla para poder recorrer todo el mundo si eso es lo que, de verdad, te hace feliz.

Y siguiendo con la familia, esta tesis tiene mucho de mi Tata, de mis abuelos, y de mi “tuuuul”. A mis abuelos les tengo que agradecer su interés por intentar entender las cosas en la que he estado trabajando. Por haberme dejado todo el espacio del mundo (no sólo físico, si no emocional) cuando me encerraba a estudiar horas y horas y horas. Por aguantar mi ratos de mala leche cuando algo no me salía, cuando estaba agotada y no podía dar más de sí. Gracias por sostenerme desde el momento en que decidí empezar la carrera, y gracias por seguir haciéndolo ahora que estoy apunto de cerrar esta última etapa.

A mi Tata sólo puedo agradecerle una cosa, pero creo que ha sido algo fundamental. Gracias por ser mi hermana mayor. Ser hija única a veces no es fácil. Pero para cuando los ratos difíciles asomaban estabas tú ahí para ser el puente de prácticamente todo. Gracias por haber sido, siempre, el espejo en el que intentar reflejarme aunque eso ha sido complicado porque nunca llegaré a ser una tía tan genial como lo eres tú. Gracias también por haber traído este mundo al pequeño gran friki que es David. Nunca te lo he dicho pero en los peores momentos de estos últimos años he descubierto que los abrazos del enanillo del bosque curan.

Y gracias al último miembro de la familia, que no es una persona, pero una vez le dije a alguien muy, muy, muy, cercano que para mí, tenía cara y voz. Por eso quiero que quede su presencia patente aquí. Fue mi refugio cuando estuve completamente perdida y mi castillo de naipes se caía. Fue el lugar donde se situaban todos los mejores recuerdos de una infancia que no fue precisamente fácil. Me daba el aire que necesitaba para dar el último empujón, y el descanso que me ha faltado siempre. E incluso ahora que ya no está, sigo imaginándomelo conmigo, como ha estado siempre, ayudándome como haría un hermano, y siendo un colchoncito por si me vuelvo a caer. Era una casita pequeña y rosa, inhabitable para muchos pero muy especial para nosotros, donde pasaban siempre muchas cosas, a veces malas pero pero la mayor parte de las veces buenas. Y sé de sobra que si de verdad fuera una persona estaría el día de mi defensa, en primera línea, al lado de mi madre mirándome con cara de orgullo sabiendo que no lo hubiera conseguido sin su ayuda.

En Nepal, la palabra “sherpa” significa guía. Por eso se les llama sherpa a los que acompañan a los montañistas que quieren subir al Everest, y por eso es para mí la mejor forma de llamarnos. Porque sabéis que para mí, mucho de lo que ha pasado en los últimos años ha sido como subir un “ochomil” sin oxígeno, sin crampones y sin cuerdas. Porque me ayudasteis a llevar el peso de la espalda y os lo repartisteis entre todos para que yo sólo tuviera que preocuparme de sobrevivir. Visteis mi peor cara y lo soportasteis sabiendo que no era yo, y esperando con paciencia a que pasara todo para volver a verme bien. Y cuando caí en barrena tuve no uno, sino decenas de colchones para que no me hiciera daño. Aunque sé que no fue fácil para vosotros. Así que Chus, Pili, Sonia, Alvaro, Sergio, Andoni, Patri, Luis, Zai, Dani, Sara, Andrea, Mariana, Eva, Olga, las Irenes, gracias, de verdad. Gracias por estar en lo peor y gracias por querer, ahora, compartir conmigo, lo mejor que tengo ahora, y que está por venir.

En esta lista que acabo de escribir hay dos nombres que han cumplido una labor fundamental durante mi tesis. Dos personas que empezaron siendo compañeros de trabajo y ahora son, por supuesto, mucho más. Andrea y sobre todo Mariana. Eres la mejor compañera que alguien como yo puede tener. Estoy segura de que continuaremos trabajando juntas y si no, pues da igual. Seguiremos quedando enfrente de tu casa, donde ponen el mercadillo para dar un paseo y contarnos cotilleos, haya o no colacao (o caosport) de por medio. Me alegro mucho de haber compartido grupo durante estos años contigo y cervezas durante el tiempo en que decidiste no ser madre.

Isaac Newton dijo “Si he visto un poco más lejos es porque me he elevado a hombros de gigantes”. Por supuesto que yo no soy ni mucho menos como él, y tengo meridianamente claro que estoy terminando una tesis doctoral pero esto es sólo el principio del camino.

Pero esta frase me sirve para expresar el agradecimiento que siento hacia todos mis compañeros de grupo, y algunos del departamento. No quiero perderme en nombres porque si no, los agradecimientos serían mayores que la tesis en sí. Quiero agradecer todo el apoyo que he recibido por parte de todo el GDM. Gracias por haberme permitido formar parte de vosotros durante estos 8 años. Gracias por haberme permitido aprender de vosotros y crecer no sólo como investigadora si no como persona. Creo que yo, y los doctorandos que están por venir, tenemos la inmensa suerte de haber estudiado dentro de uno de los grupos de la escuela con mayor índice de generosidad/m2. Pedro, Mar, Marco, Jose, Manuel, Javi, Fede, ha sido un lujo ver y compartir como veis la labor del profesor, como afrontáis los problemas que existen en la universidad y como, pese a todo, lo que priorizáis frente a todo sigue siendo a “vuestrós chicos”. Gracias a Fer por ayudarnos a arreglar la barrera del parking y por toda esa paciencia inmensa que ha tenido con nosotros. Quiero también mencionar a Pilar Mareca, por haberme dado las herramientas para defenderme contra quien pretendió hundirme, y a Manolo y Luis, los dos “grandes maestros” de laboratorio, por preocuparse tanto por mí y mi futuro.

Gracias también a toda la gente del INTA. Gracias a Marina “la grande”, gracias a Ruy, Miguel Angel, Javi. Y gracias a todo el resto de personal que nos habéis ayudado a sacar adelante el proyecto NEWTON, en especial a los electrónicos y los del departamento de estructuras.

Y sobre todo, gracias de corazón a Jose Mesa. Gracias por todo el apoyo, por todos los buenos ratos de risas entre medidas, gracias por haberme enseñado tanto y no sólo en el plano de la física y del magnetismo. Gracias por toda la confianza y todo el cariño que me tienes (que es recíproco). Gracias por haber sido mi parte diplomática, razonable y un poco “pasa de todo” que tanto he necesitado tantas veces. Ha sido un auténtico honor firmar contigo todo el trabajo de los últimos años y espero de corazón seguir haciéndolo, si no te invade el sentimiento de funcionario español y empiezas a no dar ni chapa.

Y hablando de compañeros de trabajo que obviamente ya son mucho más que eso, quiero que quede en patente en esta tesis alguien que ha sido mi bastón durante estos años, Borja. Una de las personas más especiales e inteligentes que conozco. Trabajar contigo y perdernos en divagaciones que luego daban lugar a artículos ha sido para mí, muchas veces, un auténtico bálsamo contra situaciones no demasiado agradables. Gracias a ti y a tu jefe Tomás por confiar en mí tantas veces y seguir haciéndolo. Creo que la forma en la que hemos trabajado es lo que engrandece de verdad la labor de los ingenieros. Y sobre todo, gracias por haberme abierto los ojos con tanta gente justo cuando más lo necesitaba.

Y como se me iba a olvidar dar las gracias a mi director y maestro. Decirte, Claudio, un gracias, se queda corto, y perderme en palabras y frases demasiado emotivas también. Eres un hombre que adora la concretitud y no te va mucho eso de los sentimientos así que no voy a enrollarme mucho. Creo que durante estos años he tenido más de una ocasión para demostrarte lo mucho que significas para mí y lo agradecida que estoy de todo lo que he aprendido de ti y compartido contigo. Soy lo que soy en gran parte gracias a lo que he visto en ti, y en lo que he intentado imitarte. Solo decirte que me siento orgullosa de formar parte de ese grupo de gente que puede decir que ha hecho la tesis con Claudio. Y decirte también que tienes en mí una amiga y, si quieres, una “colega” para cuando quieras.

El primer artículo que firmé lo hice como primera. Y mi jefe me explicó la importancia del orden de autores y me dijo que aunque figurara como último, el puesto final era tan importante como el primero.

Y por eso te dejo a ti para el final. Para cerrar los agradecimientos y empezar con el trabajo que me ha cambiado la vida, como lo has hecho tú. Gracias por aparecer y querer estar conmigo. Gracias por darme tanto cada día. Gracias por quererme, por apoyarme, por respetarme y sobre todo, gracias por demostrarme que mientras estés en mi vida, no voy a estar sola nunca.

Palabras clave

Magnetismo, susceptibilidad magnética, sensores fluxgate, sensores AMR, investigación planetaria, seguridad fronteriza, seguridad portuaria, redes de sensores, Internet de las Cosas, RFID, NFC, redes de corto alcance.

Acrónimos.

IoT	Internet of Things
AGFM	Alternating Gradient Force Magnetometer
VSM	Vibrating Sample Magnetometer
INTA	Instituto Nacional de Técnica Aeroespacial
AMR	Anisotropic MagnetoResistance
RFID	RadioFrequency Identification Device
NFC	Near Field Communication

Índice general

Resumen	7
Abstract	11
Introducción	15
Antecedentes y estado del arte	15
Organización y estructura de la tesis	21
Aplicaciones para investigación científica.	21
Aplicaciones para investigación planetaria	22
Aplicaciones en defensa, proyectos HERAKLES y BORDIDDEN .	22
Desarrollo de nuevos sistemas de comunicación y redes IoT	23
Metodología	33
Introducción	33
VSM (Vibrating Sample Magnetometer).	34
AGFM (Alternating Gradient Force Magnetometer).	36
Circuito de doble resonancia (cuasirresonante).	37
Amplificadores magnéticos.	40
I Aplicaciones científicas	51
1. AGFM.	53
1.1. Introducción	53
1.2. Diseño	54
1.3. Principios de operación	57
1.4. Resultados experimentales.	59
1.4.1. Caracterización de un material ferromagnético.	59

1.4.2. Caracterización de materiales dia-y paramagnéticos	61
1.5. Caracterización del ruido y comparación con un VSM.	62
1.6. Conclusiones y trabajo futuro.	65

II Aplicaciones para espacio 69

2. Instrumentación electrónica para el proyecto NEWTON. 71

2.1. Introducción y breve descripción de las partes que componen el instrumento.	72
2.1.1. Unidad de distribución de energía	73
2.1.2. Unidad sensora	73
Sensor de temperatura	74
Magnetómetro vectorial HMC6042	74
Susceptómetro	75
2.1.3. Unidad de control	77
2.2. Descripción detallada de la unidad de control.	77
2.2.1. Sistema hardware de excitación y medida	78
Bloque de generación de señal.	79
Etapa de potencia.	82
Etapa de adquisición y medida de la señal de salida del sensor.	86
Microcontrolador	92
2.2.2. Explicación de los códigos empleados.	93
Explicación de las tramas de comunicaciones.	93
Explicación de las órdenes implementadas para el manejo del microcontrolador.	96
2.2.3. Comprobación del correcto funcionamiento de la unidad. .	98
2.3. Verificación funcional.	100
2.3.1. Medida en la resistencia.	100
2.3.2. Medida en los secundarios.	101
2.3.3. Interfaz de usuario y realización de las medidas.	102
2.4. Resultados y medidas de calibración	106
2.4.1. Calibración de la medida de susceptibilidad real	106
2.4.2. Calibración de la medida de susceptibilidad imaginaria. .	110
2.5. Características de funcionamiento.	112

2.6. Conclusiones y trabajo futuro.	112
---	-----

III Aplicaciones para defensa 119

3. Proyecto Bordidden 121

3.1. Introducción	121
3.2. Solución propuesta	122
3.3. Diseño del sistema de obtención de la huella magnética	126
3.3.1. Sensores	127
3.3.2. Interfaz	128
3.3.3. Microcontrolador	128
3.3.4. Configuración general	129
3.4. Captura de la huella magnética.	131
3.5. Obtención de la base de datos.	133
3.5.1. Códigos para la creación de la base de datos.	133
3.5.2. Construcción de la base de datos y asignación del modelo a la huella magnética.	135
3.6. Resultados.	136
3.7. Conclusiones y trabajo futuro.	143

4. Proyecto HERAKLES 149

4.1. Comparación de sensores	151
4.2. Solución propuesta	153
4.2.1. Cabeza sensora	153
4.2.2. Sistema de control y medida	153
4.2.3. Funcionamiento general	155
4.3. Simulaciones	155
4.3.1. Análisis Matemático	156
Primer estudio. Tamaño constante	159
Segundo estudio. Distancia constante	162
Identificación de embarcaciones y su posición en la red de nodos.	164
4.3.2. Localización usando Deep Neural Networks.	168
Descripción del problema	168
Resultados de la simulación	169

4.4. Conclusiones y trabajo futuro	172
IV Aplicaciones para IoT	179
5. Desarrollo de los SPID	181
5.1. Introducción	181
5.2. Dispositivo Inteligente Programable mediante Inducción (SPID) .	182
5.3. Conclusiones	188
6. Antenas fluxgate	193
6.1. Introducción	193
6.2. Solución propuesta	195
6.2.1. Caracterización del enlace	195
6.2.2. Comparación de fluxgates como antenas receptoras frente a antenas de loop por inducción de campo magnético. . . .	199
6.2.3. Configuración del sistema.	202
6.3. Funcionamiento del sistema.	206
6.4. Conclusiones y trabajo futuro.	209
Conclusiones	215
V Anexos	221
Anexos	223

Resumen

En este trabajo de tesis ha tenido como objetivo el diseño, desarrollo y puesta en funcionamiento de sistemas y dispositivos basados en magnetismo, en diferentes campos de la ingeniería electrónica, de instrumentación y de telecomunicaciones.

El documento que se presenta a continuación está dividido en todas aquellas áreas donde se han hecho significativos aportes durante el periodo de investigación. El objetivo fue, desde el principio, juntar el conocimiento adquirido en ingeniería con las necesidades existentes en entornos de investigación científica relativa a ingeniería de materiales, investigación extraplanetaria de propiedades magnéticas, mejoras en la ciertos aspectos sensibles relativos a la seguridad personal o desarrollo y despliegue de nuevas redes para las sociedades hiperconectadas.

El carácter multidisciplinar que ha tomado este trabajo es una prueba significativa de las muchas aplicaciones que puede tener el magnetismo, como base principal sobre la que se sustentan nuevos dispositivos o mejoras de los ya existentes. Desde el punto de vista de la investigación científica, el estudio de propiedades magnéticas está permitiendo a la ingeniería de materiales abrir camino en la investigación de comportamientos en la materia que hasta ahora no había podido abordarse y que están permitiendo el desarrollo de nueva física, siendo un claro ejemplo la espintrónica y el desarrollo de nanomateriales.

Son innumerables los dispositivos empleados para la seguridad de personas, el tráfico de mercancías y el control fronterizo y de zonas sensibles. Pero muchos de estos dispositivos son manipulables o tienen fallos que pueden comprometer seriamente la integridad de la gente o los países. Muchos se basan en análisis ópticos y suponen un aporte de información que, si bien es cierto que han ido mejorando

a lo largo de los años en muchas ocasiones pueden ser deficientes. Durante el desarrollo de este trabajo se puso el foco en diseñar sistemas que mejoraran la tecnología ya existente pudiendo sustituirla o ser un complemento de la misma. Se emplearon sensores magnéticos para obtener información sobre vehículos en zonas donde es necesario llevar a cabo un control de los mismos, sobre todo teniendo en cuenta que las leyes y medidas adoptadas por ciertos países, en la actualidad, hacen que se necesiten adoptar medidas mucho más exhaustivas y precisas.

Nos encontramos en la actualidad en un modelo de sociedad que tiende a la hiperconexión. En los países desarrollados, casi la totalidad de la población vive a través de dispositivos conectados con otros dispositivos, dibujando redes de contacto donde los datos y la información personal ha dejado de pertenecer al individuo para convertirse en datos dentro de una gran nube siendo accesibles casi en su totalidad. Esto está permitiendo una interacción con el entorno mucho más fluida, y humana ya que dispositivos electrónicos que hasta ahora han estado aislados de nuestro entorno, se han convertido en parte integrante de él y son conocedores de la cantidad de información suficiente como para poder “hablar” con nosotros.

La mejora de redes de corto alcance, el surgimiento del paradigma del “Internet de las Cosas”, la centralización de servicios al ciudadano en el teléfono móvil, la aparición de sistemas de comunicación más rápidos y seguros y un sinnúmero de mejoras en los dispositivos y tecnologías están trayendo una serie de ventajas evidentes: ciudades inteligentes, casas domóticas, coches autónomos, conectividad humana total y mundial, nuevos modelos de negocio, libertad en desplazamientos, nuevos métodos de aprendizaje, etc. Pero también tienen problemas subyacentes: problemas relativos al hacking de información sensible, comercialización con datos privados, sociedades individualistas y aisladas, falta de regulación en las nuevas profesiones, etc.

En la última parte del trabajo de tesis hemos puesto el foco en proponer alternativas para mejorar ciertas características que tienen que ver con cómo se despliegan las redes de corto alcance, enfocadas a IoT, y como son los dispositivos que forman parte de dichas redes. Hemos querido mejorar la seguridad de dichos despliegues diseñando un dispositivo basado en RFID que permita te-

ner memoria almacenada. De esta forma se podría grabar datos en él mediante sistemas mucho más seguros y blindados contra ataques externos, así como implementar un protocolo a nivel de enlace que permitiera hacer la red mucho más segura.

En cuanto al objetivo de hacer mejoras en las redes de corto alcance, planteamos un sistema receptor basado en campo magnético. Este receptor detecta variaciones en dicho campo cuando un transmisor emite información. La ventaja principal radica en dos puntos: por un lado, al tratarse de transmisión por campo magnético, la red puede desplegarse en medios dispersivos como el agua salada, llevando las redes de corto alcance e IoT a escenarios de aplicación no contemplados anteriormente, por otro lado, la antena receptora es un sensor magnético que detecta la señal de transmisión directamente y sin necesidad de que dicha señal module una portadora, esto permite que el sistema de comunicaciones sea mucho más versátil y optimizable en función de las condiciones en las que se establece el enlace.

Todos los diseños llevados a cabo han seguido el mismo proceso: de la idea subyacente ha salido el marco teórico donde se ha pensado como aplicar los principios físicos a un futuro dispositivo o sistema. Después, se ha construido un primer prototipo válido para poder justificar la viabilidad de la idea de origen. Por último, se han hecho las mejoras necesarias para que el diseño funcionara de forma correcta y finalmente se han obtenido los últimos resultados y pruebas de validación, de cara a una posible futura publicación como artículo o patente.

Abstract

In this PhD work we have aimed at the design, development and make systems and devices, based on magnetism, work, in different fields of electronic engineering, instrumentation and telecommunications.

The document presented below is divided into all those areas where significant contributions have been made during the investigation period. The objective was, from the beginning, to combine the knowledge acquired in engineering with the existing needs in scientific research environments related to materials engineering, extra-planetary research of magnetic properties, improvements in certain sensitive aspects related to personal safety or development and deployment of new networks for hyperconnected societies.

The multidisciplinary nature that this work has taken is a significant test of the many applications that magnetism can have, as the main basis on which new devices or improvements of existing ones are based. From the point of view of scientific research, the study of magnetic properties is allowing materials engineering to open the way in the investigation of behaviors in the field that until now had not been addressed and that are allowing the development of new physics, being a clear example of spintronics and the development of nanomaterials.

There are countless devices used for the safety of people, load traffic and border control and sensitive areas. But many of these devices are manipulable or have failures that can seriously compromise the integrity of people or countries. Many are based on optical analysis and are a contribution of information that, although it is true that they have been improving over the years, in many cases they may be deficient. During the development of this work, the focus was on designing systems that would improve existing technology and could replace it

or be a complement to it. Magnetic sensors were used to obtain information on vehicles in areas where it is necessary to carry out a control of them, especially taking into account that the laws and measures adopted by certain countries, at present, make it necessary to adopt much more measures thorough and accurate.

We are currently in a model of society that tends to hyperconnection. In developed countries, almost the entire population lives through devices connected to other devices, drawing contact networks where data and personal information has ceased to belong to the individual to become data within a large cloud being accessible almost in its whole. This is allowing interaction with the environment much more fluid, and human since electronic devices that have so far been isolated from our environment, have become an integral part of it and are knowledgeable about the amount of information sufficient to “talk ”with us.

The improvement of short-range networks, the emergence of the “Internet of Things” paradigm, the centralization of citizen services in the mobile phone, the emergence of faster and safer communication systems and endless improvements in devices and technologies are bringing a series of obvious advantages: smart cities, home automation, autonomous cars, total and global human connectivity, new business models, freedom of movement, new learning methods, etc. But they also have underlying problems: problems related to the hacking of sensitive information, commercialization with private data, individualistic and isolated societies, lack of regulation in the new professions, etc.

In the last part of the PhD work we have focused on proposing alternatives to improve certain characteristics that have to do with how short-range networks, focused on IoT, and how are the devices that are part of these networks. We wanted to improve the security of these deployments by designing an RFID-based device that allows for stored memory. In this way, data could be recorded on it through much more secure and shielded systems against external attacks, as well as implementing a link-level protocol that would make the network much more secure.

Regarding the objective of making improvements in short-range networks, we propose a receiver system based on magnetic field. This receiver detects variations in that field when a transmitter emits information. The main advantage lies

in two points: on the one hand, since it is a magnetic field transmission, the network can be deployed in dispersive media such as salt water, taking short-range and IoT networks to application scenarios not previously contemplated, on the other, the receiving antenna is a magnetic sensor that detects the transmission signal directly and without the need for said signal to modulate a carrier, this allows the communications system to be much more versatile and optimizable depending on the conditions in which it is established the link.

All the designs carried out have followed the same process: from the underlying idea the theoretical framework has emerged where it has been thought of as applying the physical principles to a future device or system. Afterwards, a valid first prototype has been built to justify the viability of the idea of origin. Finally, the necessary improvements have been made so that the design works correctly and finally the latest results and validation tests have been obtained, in view of a possible future publication as an article or patent.

Introducción

En este apartado se hace un resumen de los aspectos más relevantes de la tesis así como el estado del arte de cada uno de los puntos que componen el trabajo realizado. También se expondrán los objetivos que se pretenden alcanzar. Por último se describe la estructura del documento con el objetivo de aclarar su lectura y facilitar la exposición de todas las contribuciones hechas durante el trabajo de tesis presentado.

Antecedentes y estado del arte

La ciencia y la tecnología siempre han ido de la mano. Es muy común ver como la mayor parte de los grandes logros que se han hecho por y para la humanidad han nacido de conceptos físicos o matemáticos o ideas fundamentales relacionadas con otras disciplinas científicas. Es por eso que la unión entre estos dos mundos, aparentemente diferentes, ha sido de las más prolíficas en cuanto a desarrollo humano se refiere.

El magnetismo es claro ejemplo de ello. No sólo es la base de alguna de las propiedades más relevantes de los materiales, sino que forma parte de prácticamente cualquier sistema de telecomunicaciones que se emplea en la actualidad. Si bien es cierto que llevar a cabo desarrollos tecnológicos empleando el magnetismo aplicado como base científica principal supone el estudio previo obligatorio de muchas de las tecnologías actuales en este trabajo se van a exponer los usos del magnetismo en 3 áreas fundamentales: investigación científica en materiales, redes de seguridad y mejora de la protección en zonas sensibles e ingeniería de telecomunicaciones. Y aunque se ha pretendido hacer un estudio mucho más general, se han descartado investigación en áreas como la ingeniería de transporte, desarrollo de instrumental para navegación, mejoras en el ámbito de ingeniería médica, etc.

Desde el descubrimiento de la mecánica cuántica y el desarrollo de la física de partículas, ha habido un creciente y enorme interés por el estudio de las propiedades de la materia a nivel atómico y subatómico y en especial, aquellas propiedades que tienen una relación directa con el magnetismo [1]. Esto es debido a que algunas de las características de los materiales [2–4] tienen una gran cantidad de aplicaciones tecnológicas [5–8].

Es por eso que adquiere gran relevancia la investigación en el desarrollo de nuevos sistemas para el estudio y caracterización de muestras de material magnético. Dentro de esta área se ha trabajado en el desarrollo de sistemas de uso en laboratorio y en medidas de campo. Actualmente existen muchos dispositivos de medida de parámetros magnéticos ampliamente utilizados y que constituyen una referencia en cualquier laboratorio de ciencias de materiales [9, 10]. Estos sistemas son en muchas ocasiones costosos y permiten una serie de medidas limitadas, con unos parámetros de sensibilidad (entre 10^{-6} y 10^{-7} emu) que no siempre permiten caracterizaciones adecuadas u óptimas. Se ha trabajado en el desarrollo de un sistema que mejore las prestaciones en cuanto a sensibilidad y que permita hacer tipos de medida más variados. El objetivo ha sido desarrollar un sistema de medida de parámetros magnéticos que permita tener un límite de sensibilidad comparable a los dispositivos anteriores con un rango de medida que vaya desde la caracterización con señal continua a caracterización en alta frecuencia, de muestras de tamaño muy pequeño. Esto es un gran reto ya que los instrumentos de medida actuales tienen problemas a la hora de medir muestras pequeñas. Los VSM comerciales, con rangos de sensibilidad altos, permiten medida para muestras pequeñas pero introducen efectos espúreos que perjudican los resultados obtenidos como por ejemplo, incluir ciclos de histéresis ficticios en materiales que carecen de ellos.

El otro gran área donde el la caracterización de parámetros magnéticos tiene una gran relevancia es la caracterización de muestras de terreno, claros ejemplos pueden verse en [11–14]. Más concretamente, se ha trabajado en el desarrollo de un sistema capaz de llevar a cabo la caracterización de la susceptibilidad in situ, para realizar medidas en tiempo real sin la necesidad de un procesamiento posterior de los resultados obtenidos. El objetivo de este desarrollo fue el de diseñar un

susceptómetro para ser embarcado en misiones de exploración extraplanetarias como carga útil científica y que permitiera capturar datos relativos al magnetismo de rocas sin la necesidad de genera instrumental para la toma de muestras, o, dicho de otro modo, el sistema debería ser no invasivo, de bajo consumo y portable.

Las primeras pruebas de concepto que se hicieron permitieron comprobar el método de medida. El sensor fue desarrollado con el objetivo de que fuera capaz de medir al entrar en contacto con una roca. La información obtenida por el sensor se procesaba con un adquisidor de señal implementado con un amplificador lock-in. Se pudo comprobar como, con este montaje, las rocas eran perfectamente caracterizables a varias frecuencias, es decir, se obtenían datos de susceptibilidad en un número altísimo de frecuencias distintas. El objetivo pasó entonces a ser un desarrollo que implementara el sensor, el sistema de excitación del mismo, el sistema de adquisición (lock-in) y pre-procesado de señal en un sistema portátil, de bajo consumo y poco peso, para poder ser integrado en un vehículo de exploración extraplanetaria, con los objetivos puestos en Marte.

Otro de los objetivos fue el desarrollo de sistemas para la mejora de la seguridad en zonas sensibles. Hay muchos casos actuales que tienen que ver con el transporte ilícito de personas y mercancías. Muchas de las nuevas políticas en materia de comercio interno europeo [15] y políticas de migración [16] permiten más libertades aduaneras, menos restricciones en las importaciones y exportaciones, más gente acogida en lugares seguros, o el apoyo internacional a personas que viven en sus países con riesgo de sufrir daños, marginalidad, u otros muchos problemas sociales. Pero también ocasionan problemas para los cuales no se han generado respuestas contundentes.

Parte del trabajo realizado fue investigar soluciones para dos grandes problemas relativos al tráfico de mercancías en aduanas y al control de embarcaciones no autorizadas en puertos, pantalanés y zonas de poca profundidad marina. En el primer caso se desarrolló un sistema que permitía proteger el tráfico de vehículos evitando las posibles manipulaciones en el reconocimiento del modelo y marca. Estas alteraciones de carácter delictivo siempre se han hecho sobre partes visibles y accesibles del coche (matrícula, carrocería, etc). Nuestro objetivo fue desarrollar un método que empleara un parámetro que no pudiera ser manipulado de

ninguna manera, la huella magnética de la parte baja del vehículo.

Una vez que se comprobó que este método tenía éxito, se comenzó el desarrollo de un sistema similar. Empleando sensores magnéticos se diseñó una red subacuática de nodos que integraran dichos sensores. Cada nodo sería capaz de registrar y transmitir información sobre el campo magnético de su alrededor de tal forma que en presencia de un objeto magnético, dicho campo se vería alterado. Dicha alteración tendría una relación directa con las características del objeto en sí: su tamaño y su distancia. Información suficiente para establecer un patrón de movimiento, pudiendo adelantarnos a la posición y desplazamiento del objeto y complementando esta información con el tipo de embarcación.

Los estudios previos para empezar el desarrollo de estos dos sistemas si hicieron gracias a la aportación hecha en el GDM (Grupo de Dispositivos Magnéticos) grupo de investigación donde se ha realizado el trabajo que se expone en este documento. En [17] se demostró que se podía dar información muy detallada sobre vehículos que tuvieran muchas partes metálicas en su estructura, pese a que hasta ese momento, la información que se daba sobre los mismos, empleando sensores magnéticos [18] no pasaba de ser poco precisa y solamente útil si se veía el vehículo como una masa compacta. De esta forma, el uso de sensores magnéticos estaba focalizado en el control de tráfico y de velocidad, como puede verse en [19, 20] .

En el caso del desarrollo para el control fronterizo, los dos objetivos eran el reconocimiento del modelo de coche a través de su huella magnética y demostrar que el sistema desarrollado tenía una precisión tal, que el reconocimiento se hacía de forma correcta con independencia de factores como la velocidad del vehículo o la carga que llevara. En el caso del diseño hecho para el control de embarcaciones, el objetivo era el desarrollo de un método que permitiera averiguar la trayectoria de la embarcación así como poder hacer una clasificación de su tipo. Se llevaron a cabo dos formas de procesamiento de los datos recogidos por los nodos distintos: un algoritmo de triangulación y la aplicación de una red neuronal que no sólo mejoró los resultados, ya de por sí correctos, del algoritmo anterior si no que demostró su capacidad para anticiparse al desplazamiento del vehículo, pudiendo describir en tiempo real su trayectoria.

El último punto clave en el que se ha trabajado y cuyos resultados se presentan en este documento, es las redes de comunicación. La sociedad de la información ha avanzado en dos factores clave durante los últimos años: la mejora de los métodos de comunicación en media y corta distancia y el desarrollo de los dispositivos electrónicos que permiten la interconexión entre puntos de la red. Hasta ahora, estos puntos de la red hacían mención a ordenadores conectados en redes de extensión corta que necesitaban un punto especial dentro de esa red para conectarse con el resto de redes. Ahora, estos puntos son, no sólo ordenadores, sino cualquier dispositivo electrónico que pueda transmitir información. Dar este salto supuso la aparición del gran paradigma de últimos tiempo, el llamado “Internet de las cosas” (IoT) [21] .

El IoT nos lleva a un modelo de sociedad en la que la privacidad y el control propio de los datos vendrá acompañada por un compromiso para su uso por cualquier organismo que necesite esta información. Así, podremos controlar nuestras propias casas desde una aplicación móvil [22] , pero la información sobre ciertos aspectos de nuestra vivienda podrán estar en riesgo. Mucho más grave puede ser el caso de los avances que se están haciendo en materia de “Smart Cities” (ciudades inteligentes)[23] donde toda la ciudad puede tener acceso a información privada nuestra, sólo para que la experiencia del ciudadano interactuando con la ciudad sea más dinámica, natural y rápida.

Gran parte de esta transformación se lo debemos al desarrollo de las redes de muy corto alcance. En este campo se han desarrollado dos tipos de dispositivos que tienen una importancia capital para el desarrollo de las redes IoT y que son los RFIDs (Radio Frequency Identification Devices) y los NFCs (Near Field Communication). Los primeros hacen referencia a dispositivos de comunicación por radio frecuencia que tienen almacenada información relativa, en la mayor parte de los casos, a su identificación [24, 25] . Los segundos definen una serie de dispositivos cuya comunicación con otros dispositivos debe hacerse a través de una distancia muy corta, generalmente mediante contacto [26] . En este documento se presenta el desarrollo de dos diseños que nacen con el objetivo de mejorar las prestaciones ofrecidas hasta ahora por los dispositivos anteriores. Para ello, nos hemos fijado en los dos principales problemas que tienen las redes IoT o de corta distancia:

la incapacidad de que los dispositivos puedan almacenar grandes cantidades de memoria, lo que les da una limitación en cuanto a donde pueden ser aplicables, así como problemas relativos a la seguridad y vulnerabilidad, y los problemas que tienen, en cuanto a despliegue de red, por ser ondas de radiofrecuencia el medio que emplean para establecer los enlaces de comunicación.

El primero de los diseños presentados describe un dispositivo(etiqueta o “tag”) basado en RFID que permite mejorar las redes existentes ya que los objetivos que nos marcamos fueron: la inclusión de memoria, que no fuera sólo un número de identificación, y el desarrollo de todo un sistema de lectores y grabadores de información en estos tag que mejorara los puntos de seguridad vulnerables. El uso de dicho sistema (tag+ grabadores + lectores) se pensó para plantas de procesamiento de carnes cárnicas debido al interés que hay en controlar toda la información relativa a la trazabilidad de los productos que ahí se manipulan.

El segundo de los diseños se centra más en la tecnología de red. Uno de los principales problemas que presentan prácticamente la totalidad de las redes de telecomunicación es la obligatoriedad de emplear radiofrecuencia como medio de transmisión. En este último diseño se planteó el objetivo de desplegar una red de corto alcance (para IoT) que pudiera operar en ambientes muy dispersivos y donde la radiofrecuencia no pudiera funcionar (o lo hiciera de manera deficiente), en el caso que nos ocupa, el agua salada. Se ha diseñado un receptor basado en sensores magnéticos capaz de detectar la aparición de un campo magnético cuando se excita la antena receptora con otro campo magnético externo. Lo innovador de este diseño está en que la señal que se detecta es una consecuencia del campo que se transmite que es la señal de información sin necesidad de modular una portadora. Esto permite alcanzar dos logros principales: poder transmitir a una velocidad mayor y que las comunicaciones sean mucho más seguras a no ser tan fácil interceptar un envío de información.

A continuación se hace una descripción de la estructura de este documento para ayudar a su lectura y su comprensión, debido al carácter multidisciplinar del trabajo de investigación global desarrollado.

Organización y estructura de la tesis

En esta tesis se estudia el uso de dispositivos sistemas desarrollados para su uso en aplicaciones científicas, investigación para espacio, aplicaciones en defensa y diseño de nuevos sistemas de comunicación enfocados en las mejoras en las redes IoT.

Hemos dividido la tesis en cuatro bloques:

1. Aplicaciones en el ámbito de investigación científica.
2. Aplicaciones en el marco de investigación espacial en el área de exploración planetaria
3. Aplicaciones en el ámbito de defensa y más concretamente, en el control de fronteras y control de costas.
4. Aplicaciones centradas en el diseño y desarrollo de nuevos sistemas de comunicación o mejora en las redes IoT.

Se incluye un capítulo de anexos donde aparecen otros trabajos, entre los que figuran colaboraciones en el diseño y desarrollo de nuevos protocolos de comunicación para redes IoT, puesta en funcionamiento de nuevos sistemas de aprendizaje académico basados en redes sociales, en el marco de proyectos de innovación educativa, y una relación de las 3 patentes conseguidas durante el desarrollo de la tesis.

A continuación, se hace un pequeño resumen de cada uno de los apartados indicados anteriormente.

Aplicaciones en investigación científica

En este bloque, se presenta el desarrollo y puesta en funcionamiento de un instrumento que da las prestaciones de un AGFM (Alternative Gradient Force Magnetometer) y además permite la medida de susceptibilidades magnéticas en un amplio rango de frecuencias. El diseño completo se construyó y se puso en funcionamiento, dando lugar a unos resultados que probaron las ventajas de emplear este sistema como instrumento de laboratorio. El principio de funcionamiento,

el diseño completo de la electrónica, los sensores y la interfaz, así como las medidas de caracterización para varios materiales fueron publicados en el artículo con referencia [27]. Además, se aprobó una patente que se puede consultar en la referencia [28].

Aplicaciones para investigación planetaria

Durante el desarrollo de la tesis se ha trabajado en el desarrollo de un sistema de instrumentación para la medida del parámetro de susceptibilidad magnética en rocas. El desarrollo de este sistema se ha dividido en tres prototipos de los cuales, los dos primeros, están pensados como carga útil científica en misiones de exploración planetaria con una aplicación centrada en la exploración y caracterización del magnetismo en las rocas de Marte y La Luna. El tercer prototipo tiene una aplicación centrada en laboratorios de investigación en magnetismo. El proyecto marco en que se desarrolló este sistema es el proyecto con financiación Europea NEWTON, y en él se ha producido una colaboración de varios centros de investigación, habiendo colaborado más estrechamente con el Instituto Nacional de Técnica Aeroespacial (INTA) y la empresa de ingeniería y desarrollo en ingeniería de telecomunicaciones TTI. La descripción del sensor que conforma el centro del instrumento diseñado, se describe en el artículo publicado [29].

Aplicaciones en defensa, proyectos HERAKLES y BORDIDDEN

Otro de los pilares de este trabajo de tesis fue el diseño y puesta en funcionamiento de un sistema cuyo objetivo era el control de fronteras mediante la identificación del modelo de coches mediante huella magnética. Estas medidas se hicieron con sensores de tipo AMR (Anisotropic Magneto-Resistance) y como parte del diseño completo del sistema se incluyó la electrónica de control de los sensores, de medida de la señal recibida y de interfaz de usuario, así como el diseño de una aplicación que permitiera la utilización del sistema completo.

Debido a que el sistema se probó y dio unos buenos resultados, se diseñó un sistema similar para el control de costas en el marco del proyecto con financiación nacional HERAKLES, en el área de control de redes de comunicaciones electromagnéticas submarinas mediante despliegues autoconfigurables. Este nuevo sistema tenía como objetivo el control de costas y zonas de poca profundidad marítima mediante la identificación de embarcaciones. En este caso los sensores

empleados fueron de tipo fluxgate. La elección de dichos sensores fue el resultado de estudios previos para comparar el comportamiento de los mismos con el de los AMR empleados en el proyecto de control de vehículos rodados. Para el desarrollo del primer prototipo se hicieron una serie de simulaciones magnéticas para establecer patrones de medida que permitieran reconocer el tamaño y la distancia a la que se encontraba el objeto sólo con los datos de medida de campo magnético, proporcionados por una red de sensores instalados en el fondo marino. Con esos datos se aplicó una red neuronal y se pudieron establecer los patrones necesarios para prever la trayectoria de la embarcación.

Desarrollo de nuevos sistemas de comunicación y redes IoT

Durante los años de investigación y desarrollo de la tesis se trabajó en 4 desarrollos distintos relacionados con las redes de comunicaciones, el IoT y también se desarrolló un nuevo tipo de RFID del que se ha obtenido una patente donde se describe con el nombre de SPID, que son unas etiquetas con grabación y lectura de datos magnética y con alta capacidad de almacenamiento. El proyecto para el que se diseñó este dispositivo tenía como objetivo la implantación de un sistema para llevar a cabo la trazabilidad de piezas cárnicas de una fábrica española, para lo que se desarrollaron los propios SPID así como los elementos de grabación de datos, transmisión y recepción de la información almacenada en la etiquetas. El diseño de estos dispositivos quedan recogidos en la patente que puede consultarse en [30].

Otra parte del trabajo realizado ha consistido en la mejora de sistemas de comunicación o el desarrollo de otros nuevos, usando inducción de campo magnético como medio de transmisión o canal de comunicación. Por un lado, se ha diseñado un receptor basado en un fluxgate actuando como antena receptora. La mejora que ofrece este sistema es que la recepción se hace a través de una portadora sintonizada al 2º armónico de la frecuencia generada en el propio receptor, pudiendo ser desconocida por parte del transmisor de la información. Por otro lado, y también en el marco del proyecto HERAKLES, se diseñó y testeó un sistema de comunicación entre nodos sumergidos a poca profundidad, basado en antenas de loop de inducción magnética. Los resultados están publicados en el artículo [31].

Por último, se llevaron a cabo con el departamento de ingeniería de sistemas telemáticos dos colaboraciones que han dado lugar a sendos artículos. Uno de ellos trata sobre un nuevo protocolo de comunicaciones en redes IoT y en el marco del desarrollo de los llamados Cyber- Physical Systems [32, 33], el otro es el diseño, desarrollo y puesta en funcionamiento de un sistema de monitorización de las constantes vitales de un paciente que se transmiten mediante tecnología RFID [34].

Como se puede ver, la tesis que se presenta no es de un único contenido. Esto es debido a que durante los años de desarrollo, el GDM ha empezado varias colaboraciones con otros grupos de la escuela y, a parte del trabajo propio desarrollado y relacionado exclusivamente con el magnetismo aplicado a espacio y defensa, se ha ampliado el área de desarrollo a otros campos donde también se usan conceptos magnéticos.

El contenido de la tesis, que refleja todos los trabajos de investigación, se divide en los bloques que se han descrito anteriormente y lo componen un conjunto de capítulos cuyo contenido ya está publicado o está pendiente de publicación por lo que se organizan según la estructura de un artículo científico. Cada uno de ellos tiene un resumen, introducción propia, un contenido y unas conclusiones.

La tesis se divide como sigue:

1.- Desarrollo de instrumentación científica para laboratorios de magnetismo.

“Alternative Gradient Force Magnetometer and Susceptometer system”. Es un artículo ya publicado en el que se describe el sistema diseñado y se presentan resultados obtenidos [27].

2.- Desarrollo de carga útil científica para el estudio del magnetismo en rocas, en misiones de exploración de cuerpos en el sistema solar. Proyecto NEWTON

Proyecto “NEWTON”. Descripción de la carga útil para misiones de exploración científica en el campo del magnetismo en materiales. El proyecto NEWTON

está dividido en 3 prototipos. Los prototipos 1 y 2 están pensados y diseñados para exploración planetaria y el prototipo 3 para aplicación en laboratorios de investigación en magnetismo. Como trabajo de la tesis se presenta el desarrollo del instrumento electrónico que es el integrante principal de los prototipos 1 y 2 y cuya misión es la medida del parámetro de susceptibilidad magnética. El contenido se puede dividir en 3 partes:

1. Descripción del sensor. Consta de dos elementos: el sensor que es un electroimán con forma de H para la medida diferencial de la susceptibilidad en rocas comparándolas con el aire y un circuito de adecuación de señal de excitación que fue diseñado durante el desarrollo de la tesis y empleado en otros proyectos.
2. Electrónica de control, generación de señal y medida de señal de salida del sensor. Es el instrumento en sí. Se compone de 2 bloques diferenciados: el bloque de generación de señal de excitación para el sensor y el bloque de medida de la señal de salida del mismo.
3. Resultados y pruebas de calibración. Se incluyen algunas medidas y pruebas realizadas durante la calibración del instrumento para la justificación de su correcto funcionamiento. Estas medidas se realizaron de forma íntegra en el INTA y se adjuntan no como trabajo específico dentro de la tesis si no como prueba que justifica la viabilidad del diseño.

3.- Aplicaciones en el ámbito de la Defensa, control fronterizo y de costas.

“Sistema para el reconocimiento del modelo de coche mediante el análisis de su huella magnética”. Artículo pendiente de envío para su publicación en el que se describe el Sistema desarrollado para la identificación de modelos de coche mediante su huella magnética.

“A Deep learning algorithm for recognizing size and trajectory vessels patterns in shallow areas based on magnetic field measurements using fluxgate sensors”. Artículo enviado y revisado, pendiente de publicación en el que se describe el diseño, las simulaciones realizadas y la aplicación de una red neuronal como paso previo a la implantación de un sistema capaz de detectar e identificar embarcaciones en zonas de poca profundidad marítima.

4.- Aplicaciones para comunicaciones y desarrollo de nuevos modelos de redes IoT basados en RFID.

“SPID: Nuevos modelos de los RFID”. Este artículo está enviado y pendiente de publicación. Junto con el artículo se presenta una patente donde está explicado el diseño de un nuevo tipo de dispositivo RFID cuyo funcionamiento es a través del bloqueo de la generación de armónicos en un núcleo ferromagnético.

“Receptor de información a través de campo magnético inducido mediante modulación del 2º armónico de la portadora autogenerada”. Este artículo está enviado y pendiente de publicación y describe el desarrollo de un receptor que emplea como antena un magnetómetro de tipo fluxgate. Este dispositivo se excita con una señal de frecuencia f_0 y en presencia de un campo magnético, el núcleo del sensor se satura y genera una señal a una frecuencia igual al 2º armónico. Se trata, por tanto de un tipo de receptor que no necesita conocer la frecuencia de portadora ya que el transmisor sólo transmite la modulación.

5.- Anexos

En este capítulo se incluyen aquellos trabajos que han sido fruto de la colaboración con otros departamentos en otras áreas de investigación que no están directamente relacionados con aplicaciones en el campo del magnetismo. Se trata de tres artículos enmarcados en el área de las redes IoT y RFIDs:

“T4AI: A system for monitoring people based on improved wearable devices”. Este artículo describe un dispositivo instalado en un guante para la monitorización de constantes de una persona y la transmisión de la información a través de un dispositivo RFID a una red donde se puedan obtener los datos y trabajar con ellos. La monitorización se llevó a cabo con la aplicación de un paquete de actividades denominado “Toolkit for Activities Interface” (T4AI) muy básicas que tenía como objetivo el estudio del comportamiento del paciente en cuanto a sus constantes vitales registradas en el guante sensorizado. Los resultados se presentan también en esta publicación.

“Building Smart Adaptable Cyber-Physical Systems: Definitions, Classification and Elements”. En este artículo se definen los llamados SACPS. Tanto su forma de nombrarlos como su estructura como sistema o suma de subsistemas. Los SACPS están enmarcados en el llamado IoT.

“Analyzing UAV-Based Remote Sensing and WSN Support for Data Fusion”. Descripción de las comunicaciones entre una red de sensores de corta extensión y un elemento receptor o repetidor aéreo (Unnamed Aerial Vehicles UAV) que se desplaza por el área de dichos sensores capturando datos. En este artículo se hace una valoración de las aplicaciones así como de la implementación de la red, mejoras y desventajas que pueda tener y análisis de las perspectivas futuras.

También se publicó un artículo en el campo de la innovación educativa, que trata sobre nuevos modelos de aprendizaje basados en redes sociales y nuevos dispositivos inteligentes de usuario:

“Creación de una comunidad virtual multiplataforma y portfolio digital, para la tutoría curricular, la orientación profesional y el fomento de las vocaciones tecnológicas”. Se presenta la creación de una comunidad donde todos los miembros de comunidad docente: profesores, alumnos, futuros y antiguos alumnos, expertos en determinadas materias, profesionales, etc, puedan generar y utilizar contenidos a fin de dinamizar la adquisición de conocimientos y la formación académica, no sólo de los estudiantes universitarios actuales si no de los futuros [35].

Por último, se adjuntan en los anexos las 3 patentes concedidas durante el desarrollo de la tesis:

1. “Procedimiento de medida de parámetros magnéticos y de los armónicos temporales tanto en fase como en cuadratura del momento magnético de pequeñas muestras excitadas con campos magnéticos alternos o continuos”.
2. “Procedimiento y sistema de comunicaciones para sensores”
3. “Sistema inductivo de transmisión/recepción de datos mediante bloqueo de la generación de armónicos de un núcleo ferromagnético”.

Referencias

- [1] [Landau L. D. and Lifshitz E. M. "Electrodynamics of Continuous Media" (Oxford: Pergamon). 1989
- [2] Bertotti G. "Hysteresis in Magnetism" (San Diego, CA: Academic). 1998
- [3] Chien C. L. and Westgate C. R. (ed) 1980 "The Hall Effect and its Applications" (New York: Plenum).
- [4] Migliorini A. Kuerbanjiang B. Huminiuc T. et all "Spontaneous exchange bias formation driven by a structural phase transition in the antiferromagnetic material" Nature Materials 22018.
- [5] K. O'Grady, V. G. Lewis, and D. P. E. Dickson, "Alternating gradient force magnetometry: Applications and extension to low temperatures". J. Appl. Phys. 73, 5608 (1993).
- [6]] Jungwirth, T., Marti, X., Wadley, P. & Wunderlich, J. "Antiferromagnetic spintronics" Nat. Nanotech. 11, 231–241 (2016)
- [7] Kent, A. D. & Worledge, D. C. "A new spin on magnetic memories" Nat. Nanotech. 10, 187–191 (2015).
- [8] Pérez Jiménez M. Bordel Sánchez B. Migliorini A. and Alcarria R. "Protecting Private Communications in Cyber-Physical Systems through Physical Unclonable Functions". Electronics. 2019.
- [9]] Simon F. "Versatile and Sensitive Vibrating- Sample Magnetometer". The Review of Scientific Instruments. Vol. 30. 548-557. 1955.
- [10] Zilfstra H. "Vibrating Reed Magnetometer For Microscopic Particles". The Review of Scientific Instruments. Vol. 41. 1970.

-
- [11] de Jong E. Nestor PA. Pennock DJ. "The use of magnetic susceptibility to measure long-term soil redistribution" *Catena* Vol. 32. 23–35. 1998.
- [12] Hochstein M.P. Soengkono S. "Magnetic anomalies associated with high temperatures in the Taupo Volcanic Zone (New Zealand)". *Geothermics*. Vol. 26. 1–24. 1997.
- [13] M. Díaz Michelena, R. Kilian "Magnetic signatures of the orogenic crust of the Patagonian Andes with implication for planetary exploration" *Phys. Earth Planet. Inter.* Vol. 248 pp. 35-54. 2015.
- [14] K.J. Murdock, K. Wilkie, L. Brown "Rock magnetic properties, magnetic susceptibility, and organic geochemistry comparison in core LZ1029-7 Lake El'gygytgyn, Russia Far East" *Clim. Past*. Vol 9, pp. 467-479. 2013.
- [15] "Schengen (Acuerdo y convenio)". <https://eur-lex.europa.eu/>.
- [16] "La UE y la crisis migratoria". <http://publications.europa.eu/>.
- [17] B, Tamayo. F, Sempere. M, Hernandez, et ál. "Magnetometric sensor to control the ground traffic of aircraft". *Sensors and actuators A-Physical*. Vol. 37-8. Pag. 442-448. 1993.
- [18] P. Ripka, "Magnetic sensors for traffic control," IMEKO - XV. World Congress. Measurement to Improve the Quality of Life in the 2st Century - Measurement Helps to Coordinate Nature with Human Activities - Vol. X. TEG-17. ISMCR'99 Topical Workshop on Virtual Reality and Advanced Human-Robot Systems, pp. 241-6, 1999.
- [19] S. V. Marshall, "Vehicle Detection Using a Magnetic-Field Sensor," *Ieee Transactions on Vehicular Technology*, vol. 27, pp. 65-68, 1978.
- [20] Qifan Wei and Bo Yang. "Adaptable vehicle detection and speed estimation for changeable urban traffic with anisotropic magnetoresistive sensors". *IEEE Sensors Journal*, vol. 17, pp. 2021-20128, 2017.
- [21] Jayavardhana Gubbi, Rajkumar Buyya, Slaven Maruic, Marimuthu Palaniswami. "Internet of Things (IoT): A vision, architectural elements, and future directions". *Future Generation Computer Systems* Vol. 29 1645-1660. 2013.
- [22] "Control4". <https://es.control4.com>.

-
- [23] “¿Qué son las “Smart cities”?”. <https://www.bbva.com/es/las-smart-cities/>.
- [24] Cardullo M. “Genesis of the Versatile RFID Tag”. RFID Journal. 2013.
- [25] “Role of RFID technology in internet of things” Kiranpreet Kaur, Komalpreet Kaur.
- [26] “ISO/IEC 18092:2004 Information technology – Telecommunications and information exchange between systems – Near Field Communication – Interface and Protocol (NFCIP-1)”. International Organization for Standardization (ISO) <https://www.iso.org/standard/38578.html>
- [27] M. Perez, R. Ranchal, I. de Mendizabal Vazquez, P. Cobos, and C. Aroca. “Combined alternating gradient force magnetometer and susceptometer system”. Rev. Of Scientific Instruments. Vol 86 (2015).
- [28] Claudio Aroca Hernandez-Ros, Pedro Cobos Arribas, Ignacio de Mendizabal Vazquez y Marina Perez Jimenez. “Procedimiento de medida de parámetros magnéticos y de los armónicos temporales tanto en fase como en cuadratura del momento magnético de pequeñas muestras excitadas con campos magnéticos alternos o continuos y dispositivo para la puesta en práctica del procedimiento” Número de registro: P201331745.
- [29] Marina Diaz Michelena, Jose Luis Mesa Uña, Marina Perez Jimenez, Marco Cesar Maicas Ramos, Pedro Cobos Arribas, Claudio Aroca Hernandez-Ros. ”A novel induction-based device for the measurement of the complex magnetic susceptibility”. Sensor and Actuators A: Physical. n. 263, pags: 471-479. 2017.
- [30] Claudio Aroca Hernandez-Ros, Pedro Cobos Arribas, Marina Perez Jimenez y Jose Luis Perez Fernandez. “Sistema inductivo de transmisión/ recepción de datos mediante bloqueo de la generación de armónicos de un núcleo ferromagnético” Número de registro: P201731478. (1996).
- [31] Gara Quintana-Diaz, Pablo Mena-Rodriguez, Iván Perez-Alvarez, Eugenio Jimenez; et ál. “Underwater Electromagnetic Sensor Networks, Part I: Link Characterization”. SENSORS. Vol. 17. January 2017.

- [32] Borja Bordel Sanchez; Ramon Pablo Alcarria Garrido; Marina Perez Jimenez; Tomas Enrique Robles Valladares; Diego Martin De Andres; Diego Sanchez de Rivera. "Building Smart Adaptable Cyber-physical Systems: Definitions, classification, elements and Technologies". 9th International Conference on Ubiquitous Computing & Ambient Intelligence. UCAmI. Puerto Varas (Chile). 2015.
- [33] Ramón Alcarria, Borja Bordel, Miguel Angel Manso, Teresa Iturrioz, Marina Perez. "Analyzing UAV-Based Remote Sensing and WSN Support for Data Fusion" Proceedings of the International Conference on Information Technology & Systems (ICITS 2018). ICITS. Salinas (Ecuador). 2018. Advances in Intelligent Systems and Computing, vol 721. Springer, Cham.
- [34] Marina Pérez Jiménez, Borja Bordel Sánchez and Ramón Alcarria. "T4AI: A system for monitoring people based on improved weareable devices". REBICTE. Vol 2. 2016.
- [35] Borja Bordel, Marina Pérez Jiménez, María del Mar Sanz Lluch, Ramón Alcarria y Diego Martín. "Creación de una comunidad virtual multiplataforma y portfolio digital, para la tutoría curricular, la orientación profesional y el fomento de las vocaciones tecnológicas". Proyecto dentro del marco de Proyectos de Innovación Educativa de la Universidad Politécnica de Madrid. 2016-2017.

Metodología

Introducción

Este capítulo está dedicado a la descripción de instrumentos y técnicas que han sido la base de los diseños desarrollados en esta tesis. También se revisan algunas técnicas experimentales ampliamente utilizadas.

Se hará una revisión de los diferentes instrumentos de medida de momento magnético como son: el magnetómetro de muestra vibrante (son sus siglas en inglés VSM) y el magnetómetro de gradiente de fuerzas alternas (AGFM); estos dispositivos han sido la base de un instrumento desarrollado en el capítulo 1, para la caracterización de muestras pequeñas.

Se describirán los circuitos de resonancia combinada serie-paralelo que han sido utilizados para la generación de campos magnéticos de frecuencia media (0'01-1MHz) y amplitud en el rango de 0 a 0'2T, para la excitación de antenas usada en sistemas de identificación por radio frecuencia (RFID) y en transmisión y recepción de datos.

Por último se introducen los amplificadores magnéticos que han sido usados en el desarrollo de la instrumentación para el proyecto NEWTON (capítulo 2 de esta tesis.

VSM (Vibrating Sample Magnetometer).

El primer magnetómetro de muestra vibrante (con sus siglas en inglés VSM) fue desarrollado por Simon Foner en el MIT en el año 1955 y su contribución fue publicada en el 1959 [1].

En la figura 1 se muestra el esquema de un VSM genérico. La fuerza electromotriz inducida en los secundarios es proporcional al momento magnético de la muestra.

Figura 1: Representación esquemática de un VSM.

La bobina arrollada sobre el núcleo magnético (electroimán) genera un momento magnético en la muestra. Cuando la muestra se desplaza entre las 4 bobinas del secundario se genera una variación del flujo magnético que es proporcional al propio desplazamiento y al momento magnético inducido. El imán de referencia sirve para generar la señal de referencia del lock-in. El desplazamiento de la muestra se realiza en el eje z, siguiendo un movimiento armónico simple. Este desplazamiento ocasiona que en uno de los semiperiodos, la muestra se encuentre más próxima a uno de los pares de bobinas y en el otro semiperiodo, la muestra se encuentre más cerca de los otros, un esquema de esto puede verse en la figura 2.

Figura 2: Descripción esquemática del funcionamiento de un VSM.

La f.e.m total se mide sumando la generada en cada uno de los pares de bobinas, de tal forma que las bobinas de los pares A-B y C-D deben ir conectadas en fase cada una de ellas y en contrafase con las bobinas del par contrario. Nótese que si la muestra se desplazara en sentido perpendicular al eje z (en dirección al eje x) la conexión de las bobinas cambiaría, y en este caso las bobinas A y C estarían en fase y en contrafase con B y D que estarían en fase entre sí. En cualquier caso, esta configuración no sería útil ya que esto obligaría a que las bobinas deberían estar giradas 90° y por la propia colocación de los electroimanes, las bobinas deben ir situadas como se muestra en la figura 1.

Si se quisiera medir el momento magnético de la muestra utilizando un desplazamiento en el eje x , la configuración debería ser similar a la mostrada en la figura 3.

Figura 3: Representación esquemática de un sistema análogo al VSM en el que el momento magnético de la muestra se mide a través de un desplazamiento en el eje x .

En la figura 3, la medida diferencial se efectúa sumando la f.e.m inducida en las dos bobinas que deben ir conectadas en contrafase. Para evitar posibles problemas ocasionados con el ruido o mejorar la sensibilidad, en general deberían duplicarse las bobinas al igual que se hace en los VSM comerciales.

Se usó el VSM para medir muestras de material magnético y repetir el proceso con el sistema descrito en el artículo “Combined alternating gradient force magnetometer and susceptometer system” [2] pudiendo comparar los resultados y comprobar el funcionamiento del instrumento desarrollado.

Las medidas se efectuaron en el ISOM (Instituto de Sistemas Optoelectrónicos y Microtecnología). El VSM que se usó es el modelo 7304 de la marca LakeShore, que tiene una sensibilidad de 5×10^{-6} emu en un campo que puede ir de -14'5 KG a 14'5 KG. Además la varilla puede girar libremente permitiendo la medida de anisotropía en diferentes planos de la muestra.

AGFM (Alternating Gradient Force Magnetometer).

El primer magnetómetro de gradiente de fuerzas alternas (Alternating Gradient Force Magnetometer AGFM) fue desarrollado por H. Zijlstra en 1970 [3]. Su construcción es muy similar al VSM visto anteriormente ya que se trata de un instrumento recíproco al mismo con una sensibilidad 100 veces mayor. En vez de desplazar la muestra y detectar fem en los secundarios, se hace pasar corriente por los secundarios y se detecta la oscilación de la muestra. Los carretes están diseñados de tal modo que crean campo cero en la muestra y un gradiente constante, en la componente del campo en la dirección del desplazamiento de la muestra. La frecuencia de la corriente en los carretes “secundarios” (bobinas de gradiente de campo alterno.) es igual a la frecuencia de resonancia mecánica del sistema soporte de la muestra. Lo más habitual es situar la muestra al final de una varilla acoplada a un material piezoeléctrico bimorfo que genera una tensión eléctrica proporcional a la amplitud de la vibración que a su vez es proporcional al producto del momento magnético de la muestra por la corriente en los carretes “secundarios”. La tensión en el transductor se mide utilizando un amplificador lock-in que empleará como referencia la intensidad de la corriente generada en las bobinas de gradiente de campo alterno.

La gran ventaja que presenta este instrumento frente al VSM es su sensibilidad ya que, debido a su configuración, el ruido que presenta es mucho menor que el de otros sistemas de medida de partículas magnéticas de pequeño tamaño.

Esto es debido a que la información relativa a la f.e.m se obtiene a través de la demodulación con la frecuencia de resonancia mecánica del portamuestras donde se sitúa la muestra.

Figura 4: Representación esquemática de un AGFM.

Circuito de doble resonancia (cuasirresonante).

Este circuito ha sido empleado en la mayor parte de desarrollos donde se ha trabajado. Este tipo de circuito es muy habitual como dispositivo sintonizador utilizado para señales de alta frecuencia y poco ancho de banda. Circuitos similares son parte del circuito de sintonización de los magnetrones de las máquinas de sputtering. Ha sido empleado en otros trabajos realizados por miembros del grupo, como por ejemplo: para generar campos intensos de media frecuencia [4]

El circuito de doble resonancia o cuasirresonante se llama así porque tiene dos puntos de trabajo en dos frecuencias distintas. Una de ellas es la resonancia propia del sistema y la otra es una frecuencia en la que el consumo del circuito es mínima y la corriente proporcionada es mucho mayor.

En la figura 5 se ve el esquema del circuito. El objetivo es conseguir la ma-

Figura 5: Esquema del sistema de doble resonancia.

por corriente por la autoinducción L . Si suponemos en primera instancia que C_1 no estuviera, se consigue cuando C_2 y L forman una resonancia serie. En este caso la impedancia es próxima a 0 (en el caso real) y el generador conectado en V_{in} suministra la corriente máxima.

El funcionamiento descrito supondría un consumo muy elevado. Para aplicaciones donde la tensión de entrada la proporcionan baterías significa una duración muy corta y, por tanto, una eficiencia muy baja. Para evitar este inconveniente, se coloca el condensador C_1 en paralelo, y se consigue que exista una frecuencia para la que este condensador se comporte como si fuera el generador, proporcionando la corriente necesaria, porque anteriormente ha sido capaz de almacenar la energía suficiente a través de su carga. La frecuencia que permite que este condensador se cargue y proporcione la corriente necesaria al conjunto C_2 y L es la frecuencia de trabajo del circuito y, haciéndolo funcionar en este punto, se consigue que el generador no tenga que proporcionar prácticamente corriente, lo que (en el caso de que sean baterías) supone mucho más tiempo de duración y una mayor eficiencia.

Una vez que se ha determinado la frecuencia de trabajo se calcula el valor de los componentes para conseguir una impedancia cercana a cero pero positiva, en la rama serie y una impedancia tendiente a infinito en la unión de la rama serie con el condensador en paralelo. Se parte de un valor de autoinducción conocido. Para que la rama serie esté en resonancia será necesario que $Z_L = Z_{C_2}$. A una frecuencia dada el valor del condensador C_2 tiene que ser:

$$C_2 = \frac{1}{(2\pi f)^2 L} \quad (1)$$

Con este valor de capacidad, la parte imaginaria de la rama serie se anula. Como la intención es conectar un condensador en paralelo y conseguir una resonancia

en paralelo, interesa que la impedancia en serie sea positiva pero muy cercana a 0. El último paso será calcular el valor del condensador C_1 que hace que la impedancia total vista por el generador tienda a infinito.

Figura 6: Comportamiento en frecuencia del circuito de doble resonancia. (a) frecuencia correspondiente a la primera resonancia o resonancia real del circuito, en este caso el consumo del generador de señal de entrada es máximo. (b) frecuencia de trabajo, en este caso el consumo es mínimo y la corriente que circula por la bobina es superior garantizando un mayor campo magnético inducido.

La primera aplicación donde se utilizó este circuito fue como parte del circuito alimentador de los electroimanes que generan campo magnético dentro del sistema descrito en “Combined Alternating Gradient Force Magnetometer and Susceptometer System” [2] y que constituye la primera parte de la tesis.

Este circuito se ha empleado en muchas aplicaciones distintas. Ha servido como adaptador de antena (parte del circuito de alimentación de la misma) cuando ha sido necesario montar la infraestructura para la caracterización de un enlace basado en inducción magnética, en concreto el proyecto HERAKLES. También ha sido importante durante ciertas fases del desarrollo de las etiquetas magnéticas SPID. También como parte del sistema de transmisión estándar en el desarrollo del sistema de comunicaciones basado en magnetómetros flux-gate como antena receptora.

Merece una mención especial el uso de este sistema en el proyecto de medida de susceptibilidad magnética en rocas, NEWTON. El circuito de doble resonancia forma parte de la cabeza sensora y su uso permite la generación de un campo magnético mayor, a la frecuencia de trabajo, lo que permite una toma mejor de las muestras que sirven para calcular la susceptibilidad magnética de la roca estudiada.

Amplificadores magnéticos.

De la misma forma que el circuito de doble resonancia se ha empleado como un elemento de ayuda para la caracterización de sistemas de comunicación basados en transmisión de campo magnético, o como sistemas para la amplificación de señal a través de una autoinducción, también se han desarrollado amplificadores magnéticos como elementos sintonizadores de línea, para su uso en circuitos conectados a antenas o a sensores, que basan su funcionamiento en la cantidad de corriente que sean capaces de generar.

Los amplificadores magnéticos son dispositivos electrónicos que cambian su autoinducción cuando se hace pasar una corriente continua de control a través de ellos. Los amplificadores magnéticos que se han estudiado están formados por dos núcleos magnéticos con un arrollamiento primario, por el que circula una corriente continua de control y un arrollamiento secundario, que está conectado al resto del circuito, y que constituye una autoinducción variable dependiente de la amplitud de la corriente continua que pasa por el primario. En la figura 7 se puede ver un esquema de este dispositivo. Para que la autoinducción sea variable debe variar el parámetro de permeabilidad magnética aparente del núcleo. Lo que se consigue desplazando el campo alterno excitador, con campo continuo. Esta zona donde se ha desplazado el campo alterno es la zona de saturación, y es donde la magnetización (B) del material no varía de manera apreciable pese a los cambios que se producen en H .

Figura 7: Esquema de un amplificador magnético.

Figura 8: Ciclo de histéresis de un material ferromagnético. La zona sombreada indica el área de trabajo habitual para los núcleos magnéticos.

En la figura 8 puede verse la zona de trabajo donde la caracterización de los materiales pasa por un crecimiento casi lineal de B frente a H lo que da un parámetro de permeabilidad aparente casi constante. En esta zona, los momentos magnéticos del material del que está compuesto el núcleo del amplificador y que constituyen los dominios magnéticos, se alinean de manera proporcional a la cantidad de campo que se aplica. Se alcanza la zona de saturación cuando se abandona la zona sombreada. En este momento los momentos magnéticos dejan de alinearse porque la mayor parte de ellos ya están alineados, ya que la amplitud de campo H es tan grande que los fuerza a configurarse en una dirección paralela al campo magnético de excitación. A partir de este punto la permeabilidad aparente empieza a decrecer.

En la figura 9 puede verse la variación de la permeabilidad aparente frente al campo aplicado. Como la autoinducción depende directamente de la permeabilidad, la zona de sintonización de los amplificadores magnéticos se sitúa en la zona

donde μ decrece de forma lineal.

Figura 9: Zona de trabajo en los amplificadores magnéticos. A partir del campo magnético de saturación (H_s) la variación que experimenta B con respecto a la variación de H es prácticamente nula, lo que produce una bajada casi lineal de valor de permeabilidad aparente, hasta llegar a la zona de saturación donde del núcleo tiene una permeabilidad cercana a la del vacío.

Se sabe que cualquier dispositivo electrónico en un circuito se puede simular como un elemento ideal, más una resistencia asociada de pérdidas. En el caso de los amplificadores magnéticos el razonamiento es similar y sustituiremos para el cálculo, de aquí en adelante, cualquier amplificador como una impedancia serie compuesta por una autoinducción ideal (L) y una resistencia de bajo valor óhmico (r) que será la resistencia de pérdidas asociada. Para la obtención de estos dos parámetros se ha montado el circuito que aparece en la figura 10.

Figura 10: Circuito empleado para la caracterización de los parámetros de los amplificadores magnéticos.

La autoinducción que aparece representada corresponde al arrollamiento secundario. El condensador llamado C_1 servirá como desacoplo en DC para eliminar señal de continua proveniente del amplificador de potencia. El conjunto amplificador magnético y el condensador C_2 forman un circuito resonante paralelo que tendrá una impedancia tendiente a infinito a la frecuencia de trabajo. La medida

que se va ha estudiado en este trabajo es la medida de la tensión sobre la resistencia R , que permite conocer la corriente que circula por el circuito mencionado anteriormente.

La autoinducción L , la resistencia r y el condensador C_2 forman una impedancia equivalente que depende de estos valores. La corriente que circula por esta impedancia es la misma que circula por R y genera una disipación de potencia determinada y proporcional a la resistencia r .

La medida de la tensión de la resistencia se realiza empleando un amplificador lock-in cuya señal de referencia es la misma en frecuencia y fase que la que se amplifica y que corresponde a la señal de excitación del circuito. El control de estas dos señales se hace mediante un sistema de instrumentación electrónica que contiene un microcontrolador y dos osciladores controlados por SPI.

Todo el sistema de control está diseñado para realizar barridos en frecuencia de la señal de excitación y estudiar el comportamiento de la corriente que circula a través de la resistencia R . El objetivo es registrar tanto la frecuencia de resonancia como el ancho de banda a 3dB, parámetro muy importante en cualquier diseño relacionado con las telecomunicaciones. Para ello, de forma automática, el sistema de control cambia la frecuencia desde un valor inicial a un valor final.

Se obtienen varias de estas medidas para cada corriente por el primario. El estudio teórico prevé que la variación de dicha corriente supondrá una variación en la autoinducción del amplificador magnético y una variación en la resistencia interna.

Variar la corriente por el primario tiene como consecuencia un desplazamiento en el ciclo de histéresis del material. A medida que se aumenta la corriente a través del primario el sistema, se desplaza en zonas donde el ciclo de histéresis describe un área menor. Como la amplitud de la tensión alterna es constante, el desplazamiento a lo largo de H es siempre el mismo y la variación en B depende del punto inicial de oscilación que viene marcado por la corriente continua que se introduzca por el primario.

Para la obtención de los parámetros L y r , lo que supone la caracterización del amplificador magnético se ha resuelto el circuito con una función de MATLAB y después se ha comparado el resultado con las curvas medidas para cada corriente.

A partir de la resolución de MATLAB se obtiene el módulo de la impedancia del paralelo. El resultado es un valor máximo a la frecuencia de resonancia. El valor de L contribuye a centrar el pico en una determinada frecuencia y el valor de r a ajustarlo en amplitud. De tal forma que es necesario elegir correctamente cada uno de los parámetros, para que el resultado experimental y el resultado teórico sean similares.

Para el uso de los amplificadores como elementos integrantes en los montajes de medida y caracterización de otros sistemas en el desarrollo de la tesis, se han medido 3 amplificadores magnéticos compuestos por dos núcleos cilíndricos de ferrita con un arrollamiento primario alrededor de ellos y uno secundario superpuesto, tal y como se puede ver en la figura 11. En el proyecto NEWTON se emplearon amplificadores magnéticos de núcleo toroidal. En esta tesis no se describen pero se tienen datos de caracterización de los mismos que formarán parte de un trabajo futuro.

Figura 11: Esquema del amplificador medido para el primer experimento.

Los resultados obtenidos en cuanto a los valores de L y r se pueden ver en las

figuras 12, 13 y 14. En las tablas puede verse el valor de L y r con respecto a cada valor de corriente continua por el primario.

I_{cc} (mA)	L (μ H)	r (ohm)
0	56	0,55
100	56	0,55
400	56	0,59
500	45	0,61
600	38	0,62
700	27	0,63
800	20	0,64

(a)

(b)

(c)

Figura 12: (a) Tabla de valores obtenidos para el primer amplificador. (b) Representación de L frente a la corriente.

Las variaciones sobre L y r que pueden verse en las figuras tienen una consecuencia sobre el comportamiento circuital en resonancia. Cuando se alcanza la frecuencia de resonancia (al tratarse de una configuración en paralelo) la impedancia vista por el generador es infinita lo que hace que la corriente por la resistencia sea mínima. Esta disminución de la corriente redunda en un aumento del valor de la resistencia de la bobina r . El ancho de banda que puede verse es debido a la propia resistencia de la bobina. Como las variaciones de L y r son completamente lineales, la variación en la frecuencia de resonancia y el factor de calidad del circuito también lo serán.

Esta capacidad para controlar la frecuencia de trabajo del sistema convierte a los amplificadores magnéticos en una herramienta muy importante como sintonizadores de línea para baja frecuencia. Como se expuso al principio de este epígrafe los amplificadores magnéticos han formado parte del circuito de excitación de las antenas de la solución propuesta para HERAKLES, para el sistema de transmisión de información mediante los nuevos RFID, llamados SPID y como parte del

transmisor del sistema diseñado para la recepción de información mediante un magnetómetro fluxgate.

I_{cc} (mA)	L (μ H)	r (ohm)
0	222	1,08
100	222	1,09
400	220	1,17
500	210	1,26
600	130	1,35
700	83	1,43
800	58	1,53

(a)

(b)

(c)

Figura 13: (a) Tabla de valores obtenidos para el segundo amplificador. (b) Representación de L frente a la corriente (b).

Hay que mencionar también que en la versión de núcleo toroidal, pero empleando una caracterización similar a la expuesta en este epígrafe, se han empleado amplificadores magnéticos como parte del circuito de excitación del sensor en el proyecto NEWTON. Actualmente, la caracterización de los amplificadores magnéticos en sus dos configuraciones: formados por barras de material magnético y con núcleos en forma toroidal, es un trabajo que está pendiente de publicación como artículo científico.

Actualmente se está trabajando en dos aspectos: por un lado establecer la relación entre la configuración y forma del núcleo (distancia entre los núcleos en contrafase y dimensión de los mismos vistos como un único núcleo) con las variaciones en los parámetros de autoinducción y resistencia interna.

I_{CC} (mA)	L (μ H)	r (ohm)
0	400	2,1
100	400	2,1
400	400	2,22
500	390	2,4
600	270	2,6
700	180	2,7
800	100	2,9

(a)

(b)

(c)

Figura 14: (a) Tabla de valores obtenidos para el tercer amplificador. (b) Representación de L frente a la corriente.

Figura 15: Representación de la variación que experimenta la respuesta en frecuencia del circuito, para diferentes valores de corriente de control. Se puede ver un desplazamiento de la frecuencia de resonancia así como un aumento del ancho de banda de la respuesta.

Por otro lado se está trabajando en la reformulación de la ecuación general de pérdidas, que describe las pérdidas que se producen en materiales magnéticos debido a una suma de las pérdidas por corriente de Foucault y las pérdidas debidas al ciclo de histéresis del material. Esta fórmula [5, 6] describe el comportamiento del material cuando se le hace trabajar en la zona lineal de ciclo de histéresis (μ constante) pero no sirve para explicar las pérdidas en la zona de funcionamiento de los amplificadores magnéticos (μ lineal y decreciente).

Referencias

- [1] Simon Foner. "Versatile and Sensitive Vibrating- Sample Magnetometer". The Review of Scientific Instruments. Vol 30. 548-557.
- [2] M. Pérez, R. Ranchal, I. de Mendizábal Vázquez, P. Cobos and C. Aroca "Alternating gradient force magnetometer and suspetometer system". Review of scientific instruments. Vol 86. 2015.
- [3] H. Zijlstra "A Vibrating Reed Magnetometer for Microscopic Particles". Review of Scientific Instruments. Vol 41. 1970.
- [4] P. Cobos, M. Maicas, M. Sanz and C. Aroca "High Resolution System For Nanoparticles Hyperthermia Efficiency Evaluation". IEEE Transactions on Magnetism. Vol 47, 2360-2363.
- [5] F. Dong Tan, L. Vollun, Slobodan M Cuk "A Practical Approach for Magnetic Core-Loss Characterization". IEEE Transactions on Power Electronics, Vol 10, 124-130, 1995.
- [6] Jürgen Reinert, Ansgar Brockmeyer, Rik W. A. A. De Donker, "Calculation of Losses in Ferro- and Ferrimagnetic Materials Based on the Modified Steinmetz Equation". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 37. 1055-1061. 2001.

Bloque I

Aplicaciones científicas

Capítulo 1

AGFM.

Sistema combinado de magnetómetro de gradiente de fuerzas alternas y susceptómetro

En este capítulo vamos a hablar sobre el trabajo desarrollado en el diseño, fabricación y caracterización de un nuevo sistema que combina las ventajas de dos tipos diferentes de sistemas de caracterización magnética, Magnetómetro de Gradiente Alterna de Fuerza (Alternating Gradient Force Magnetometer AGFM) y susceptómetros. La flexibilidad de nuestro sistema está demostrada por su capacidad para ser utilizado como cualquiera de los dos, AGFM o susceptómetro, sin ninguna modificación en el montaje experimental debido a la electrónica que hemos desarrollado. Nuestro sistema tiene un límite de sensibilidad inferior a 5×10^{-7} emu. Además, su principal ventaja está demostrada por la posibilidad de medir pequeñas cantidades de materiales bajo campos magnéticos de CC o CA que no pueden ser adecuadamente medidos con un magnetómetro de muestra vibrante comercial o AGFM.

1.1. Introducción

Los Magnetómetros de Muestras Vibrantes (Vibrating Sample Magnetometers) (VSM) [1–4] y los Magnetómetros de Gradiente de Fuerza Alterna (Alternating Gradient Force Magnetometer AGFM) [5–9] son comúnmente técnicas utilizadas para caracterizar materiales magnéticos. Tienen una sensibilidad similar, $10^{-5} - 10^{-6}$ emu para el VSM y $10^{-6} - 10^{-7}$ emu para el AGFM, y ambos sistemas permiten la aplicación de grandes campos magnéticos. Sin embargo, estos

dos sistemas no pueden ser utilizados para caracterizar muestras en AC porque utilizan un campo magnético continuo para magnetizar las muestras. EL VSM, sin embargo, muestra típicamente una muy buena sensibilidad pero cantidades de pocos miligramos de piezas no ferromagnéticas no pueden ser detectadas adecuadamente. Esto es particularmente importante cuando se miden materiales para- y diamagnéticos, porque las mediciones inexactas pueden introducir histéresis ficticia en las curvas de magnetización [10]. Los Dispositivos Superconductores de Interferencia Cuántica (SQUID) se pueden utilizar para analizar esas cantidades tan pequeñas de materiales no ferromagnéticos [11]. Sin embargo, un SQUID es una herramienta costosa, y requiere helio (He) líquido para la operación, que implica un gran coste de funcionamiento.

Cuando una muestra quiere caracterizarse como una función de la frecuencia se requieren métodos inductivos [12, 13]. En estas configuraciones, hay una gran bobina que crea el campo magnético alterno, y también hay dos bobinas más pequeñas en oposición de fase. La amplitud detectada en estas dos bobinas secundarias está relacionada con el comportamiento magnético de la muestra, y se ha mejorado la precisión de la medición, gracias a la detección empleando un amplificador lock-in [14, 15]. Las principales limitaciones de estos métodos inductivos son el campo máximo que se puede aplicar para magnetizar la muestra (alrededor de 0.015 T) y el aumento de temperatura en el primario.

En este trabajo, presentamos un sistema alternativo que tiene suficiente sensibilidad como para medir muestras muy pequeñas con un momento magnético tan pequeño como 5×10^{-7} emu. Debido a que esta sensibilidad no es tan alta como en otros sistemas AGFM[16] la mayor innovación de nuestro prototipo es la posibilidad de ser usado para la caracterización de muestras en un rango amplio de frecuencias, de 0 a 30KHz. La versatilidad de este sistema está demostrada por su capacidad para trabajar como AGFM o como susceptómetro sin modificaciones en la configuración gracias a la electrónica que hemos diseñado.

1.2. Diseño

En la figura 1.1 se muestra la configuración de nuestro sistema de medida. El campo magnético es aplicado por electroimanes con núcleo de ferrita MnZn (área

polar de 33 por 27 mm y tamaño de 15 mm, 500 vueltas cada arrollamiento y tamaño medio de 420 mm), que permite el funcionamiento tanto en DC como en frecuencias por encima de las decenas de kHz. Por tanto, este magnetómetro puede trabajar como AGFM cuando opera con DC, o como susceptómetro cuando los campos magnéticos aplicados son AC. La configuración eléctrica para el control del electroimán se muestra en la figura 1.2. Hay un microcontrolador PIC16F887 que controla tres generadores de señal (AD9833). Estos dispositivos tienen una estabilidad muy alta en términos de fase y frecuencia. Están conectados al mismo cristal de cuarzo. Pueden oscilar a diferentes frecuencias manteniendo el ratio de frecuencia y fase entre ellas sin ningún cambio. Con nuestra configuración hemos conseguido un ajuste de frecuencia con una sensibilidad de 0.004 Hz. Los tres generadores están conectados a amplificadores de ganancia programable y el microcontrolador está conectado a un PC mediante un puerto RS232. El oscilador 3 (figura 1.2) se usa para excitar el amplificador de potencia que se conecta al electroimán. Usando un array de condensadores y conmutadores (mostrados en la figura 1.2) podemos cambiar la impedancia en serie con el electroimán para poder trabajar en un amplio rango de frecuencias. Cuando SW 1 está abierto y SW 2 está en la posición de arriba, el sistema trabaja como un AGFM convencional o como un susceptómetro trabajando en frecuencias muy bajas.

Figura 1.1: Representación esquemática del sistema de medida.

En esta configuración, el campo magnético se produce como en un electroimán convencional. Sin embargo, cuando SW 1 está abierto y SW 2 se encuentra en la

posición de abajo, el sistema produce un campo AC en una frecuencia media entre 10^2 y 10^3 Hz. En esta situación el sistema trabaja en resonancia y la corriente que alimenta el electroimán es, como en la configuración previa, completamente suministrada por el amplificador de potencia. Por último, cuando SW 1 está cerrado y SW 2 está en la posición de abajo, el sistema trabaja en el rango de kHz (entre 10^3 y unas pocas decenas de kHz). En este rango de frecuencias el amplificador de potencia no puede suministrar toda la corriente al electroimán. El condensador conectado en paralelo con la fuente de alimentación, C_1 , está en resonancia con la otra rama del circuito: el electroimán en serie con C_2 . Mantendremos siempre $L\omega$ mayor que la impedancia en serie ωC a fin de conseguir una impedancia de salida inductiva. La corriente que alimenta el electroimán es, ahora, suministrada principalmente por C_1 . Entonces, los valores de C_1 y C_2 deben ser escogidos cuidadosamente para cada frecuencia.

Hay también, dos pequeñas bobinas colocadas en oposición de fase. Estas dos pequeñas bobinas con una dimensión de alrededor 25 mm de diámetro y 350 vueltas producen un campo magnético no-homogéneo $H_{gr}(z, t)$ que es cero en el centro de estas dos pequeñas bobinas pero eso induce un gradiente de campo constante en espaciamiento y temporalmente dependiente, en la dirección z , $g(t)$ (Figura 1.1). Estas bobinas están conectados al segundo oscilador. La corriente en las bobinas es típicamente baja y, en general, el amplificador programable es suficiente para alimentar esas bobinas. El cantilever se alinea en la dirección de los campos magnéticos (dirección z) (Figura 1.1), y siempre está funcionando a su frecuencia de resonancia mecánica (ω_{res}). El cantilever está hecho de vidrio para evitar las corrientes de Foucault durante las mediciones en AC. No puede vibrar en ninguna otra dirección que no sea z , ya que no es elástico, y su curva es despreciable en comparación con su movimiento en la dirección z . La vibración del cantilever se detecta ópticamente con un láser rojo y un array de fotodiodos de cuatro cuadrantes (Figura 1.1). A fin de que se reduzca el ruido y evitar la señal procedente de la luz ambiente, el láser se corta electrónicamente y la señal del fotodiodo se mide utilizando el amplificador lock-in 1. El oscilador 1 se utiliza como referencia del amplificador lock-in 2 (Figura 1.2), y su frecuencia y fase se ajustan para la medición de cualquiera de las tres entradas seleccionables. Finalmente, la muestra se coloca encima del cantilever. Todo el sistema está totalmente automatizado y controlado por una aplicación MATLAB trabajando en un PC.

Figura 1.2: Esquema del circuito empleado para la alimentación del electroimán. También se muestra el sistema de conmutación para la selección de los modos de medida y el rango de frecuencias.

1.3. Principios de operación

Para medidas en AC, el electroimán produce un campo magnético sinusoidal en la dirección z de H_{ex} , de amplitud H_0 , y de frecuencia ω_{ex} ,

$$H_{ex} = H_0(z) \sin(\omega_{ex}t) \quad (1.1)$$

Este campo magnético induce un momento magnético en la muestra $m(t)$ que puede ser expresada empleando la transformada de Fourier,

$$m(t) = \sum_{k=1}^n (ma_k \sin(k\omega_{ex}t) + mb_k \cos(k\omega_{ex}t)) \quad (1.2)$$

Donde ma_k y mb_k son los coeficientes de Fourier.

Cuando una corriente alterna de frecuencia $\omega_{gr} = \omega_{ex} + \Delta\omega$ circula a través de las dos bobinas conectadas en oposición de fase, una fuerza actúa sobre el cantiléver $F(t)$ también en la dirección z ,

$$\vec{F}(t) = \nabla(\vec{m}(t) \cdot \vec{H}_{gr}(z, t)) = m_z(t) \cdot \frac{\partial H_{gr,z}(z, t)}{\partial z} = m_z(t) \cdot g_0 \cdot \sin(\omega_{gr}t) \cdot \vec{u}_z \quad (1.3)$$

Donde g_0 es la amplitud el gradiente. Es importante remarcar que el cantiléver está fabricado con cristal y que oscila en la dirección z . Sin embargo, si el can-

tiléver oscila en la dirección x , produce un término en segundo orden y con una frecuencia doble a la frecuencia de resonancia. Por tanto no es necesario tenerlo en cuenta en este estudio. La muestra se magnetiza siempre en la dirección z y por tanto $m_z(t)$ es igual a $m(t)$.

La fuerza en la dirección z puede escribirse también como:

$$F(t) = \sum_{k=1}^n g_0 m a_k \left(\sin((k\omega_{ex} + \omega_{gr})t) + \sin((k\omega_{ex} - \omega_{gr})t) \right) + g_0 m b_k \left(\cos((k\omega_{ex} - \omega_{gr})t) - \cos((k\omega_{ex} + \omega_{gr})t) \right) \quad (1.4)$$

El cantiléver solo oscilará si $k\omega_{ex} + \omega_{gr}$ o $k\omega_{ex} - \omega_{gr}$ es igual a ω_{res} , su frecuencia de resonancia natural. La amplitud de la oscilación sólo dependerá de g_0 y los coeficientes de la serie de Fourier (ma_k y mb_k). Por lo tanto, diferentes configuraciones de trabajo pueden ser conseguidas, dependiendo de la frecuencia del campo magnético generado por el electroimán y de la frecuencia del gradiente de campo.

Cuando $\omega_{gr} = \omega_{res} + k\omega_{ex}$ la ecuación 1.4 se convierte en:

$$F(t) = g_0 m a_k \left(\sin((2k\omega_{ex} + \omega_{res})t) - \sin(\omega_{res}t) \right) + g_0 m b_k \left(-\cos((2k\omega_{ex} + \omega_{res})t) + \cos(\omega_{res}t) \right) \quad (1.5)$$

Los únicos términos de fuerza que puede hacer que el cantiléver oscile a su resonancia mecánica ω_{res} son los términos que dependen sólo de esa frecuencia particular. En ese caso:

$$F = g_0 m a_k (-\sin(\omega_{res}t)) + g_0 m b_k \cos(\omega_{res}t) \quad (1.6)$$

Si la frecuencia de la corriente en las bobinas inductoras está ajustada apropiadamente, cualquier armónico del momento magnético podrá ser medido y su amplitud será proporcional tanto a g_0 como al módulo de los coeficientes de los armónicos $\sqrt{ma_k^2 + mb_k^2}$. En este caso el sistema oscila debido a la combinación de los términos reales y complejos del momento magnético, por ejemplo como resultado de la susceptibilidad total de la muestra magnética. Entonces, pode-

mos medir el módulo de la señal detectada mediante el lock-in, para diferentes frecuencias y para diferentes armónicos de cada frecuencia.

Para medidas en DC $\omega_{ex} = 0$ y $\omega_{gr} = \omega_{res}$, el electroimán produce un campo magnético constante y el momento magnético de la muestra es dependiente en el tiempo. El momento, entonces, depende sólo del campo magnético aplicado H_{ex} , y es $m(H_{ex})$. La fuerza que actúa sobre la muestra será:

$$F = g_0 \sin(\omega_{rest}) m(H_{ex}) \quad (1.7)$$

Este es el método convencional de empleo del AGFM.

Queda así demostrado que nuestro sistema puede trabajar en dos modos distintos:

1. Como un magnetómetro AGFM clásico, imanando la muestra con un campo magnético constante mientras la muestra oscila debido a la gradiente de campo adicional.
2. Como un suscpetómetro, imanando la muestra por un campo magnético alterno. En este caso, el módulo de cualquier armónico de la susceptibilidad puede ser medido.

1.4. Resultados experimentales.

1.4.1. Caracterización de un material ferromagnético.

Para demostrar la capacidad de nuestro montaje, hemos caracterizado una muestra de 1'131mg de material amorfo (METGLAS 2605M) excitando el electroimán a través del circuito resonante con señales sinusoidales de diferentes frecuencias.

1. $\omega_{ex} = 0$ y $\omega_{gr} = \omega_{res}$. Como hemos expuesto anteriormente, en estas condiciones, el magnetómetro funciona como AGFM. La figura 1.3(a) muestra el ciclo de histéresis que puede ser obtenido con este magnetómetro. Téngase en cuenta el bajo ruido en la curva, incluso cuando se usa una pequeña cantidad de material ferromagnético.

2. $\omega_{gr} = \omega_{res} + k\omega_{ex}$. En estas condiciones, el sistema trabaja como un susceptómetro y es posible medir al menos hasta el quinto armónico del momento magnético 1.2, como se muestra en la figura 1.3(b).

Figura 1.3: (a) Ciclo de histéresis de una cantidad de 1'1mg de METGLAS 2620 medido en DC con nuestro montaje experimental. (b) Diferentes armónicos impares obtenidos con una cantidad de 1'1mg de METGLAS 2620 medidos con una frecuencia de 3754 Hz en el electroimán.

Como prueba de funcionamiento, en las figuras 1.4(a) y 1.4(b) presentamos el primer y el tercer armónico obtenido para diferentes frecuencias en el electroimán. Para medir la amplitud del tercer armónico para diferentes frecuencias (ω_{ex}), hemos excitado las bobinas de gradiente con una frecuencia $\omega_{gr} = \omega_{res} + 3\omega_{ex}$. Es interesante indicar que los armónicos impares aparecen cuando la muestra está saturada, como era de esperar. La muestra ferromagnética estudiada tiene una alta permeabilidad. El factor desimanador también es alto debido al tamaño de la muestra. Cuando el campo magnético no es lo suficientemente alto como para saturar la muestra, la curva de imanación es lineal y sólo aparece el primer armónico. Cuando el campo magnético aparece y la muestra se satura magnéticamente, se generan armónicos impares de frecuencia más alta.

1.4.2. Caracterización de materiales dia-y paramagnéticos

Ya hemos demostrado la capacidad del sistema para caracterizar muestras ferromagnéticas. Sin embargo, la gran sensibilidad de este susceptómetro permite la caracterización de materiales con menos señal magnética como dia- y para-magnéticos. En esta sección, se presenta los datos experimentales obtenidos en nuestra configuración para cantidades de 46'6 mg de cobre (material diamagnético débil) y 16'4 mg de aluminio (paramagnético).

Figura 1.4: (a) Primer armónico medido a 1172, 1512 y 2020 Hz y (b) tercer armónico medido a 3754 Hz, 1786 Hz, y 677 Hz para una cantidad de 1'1 mg de METGLAS 2620.

1. $\omega_{ex} = 0$ y $\omega_{gr} = \omega_{res}$. En las figuras 1.5(a) y 1.5(b) se han mostrado las curvas de magnetización para el cobre (Cu) y el aluminio (Al), respectivamente. Las curvas no sólo muestran el comportamiento lineal esperado para estos materiales sino que muestran también el signo opuesto de ellos, lo que refleja la susceptibilidad positiva y negativa del Cu y del Al respectivamente. Otro punto importante a tener en cuenta es el correcto ajuste de los datos experimentales al comportamiento lineal esperado. El valor de r^2 obtenido para estos ajustes se pueden ver en la tabla 1.1.
2. $\omega_g = \omega_{res} + k\omega_{ex}$. También hemos caracterizado las mismas muestras de Cu

y de Al en diferentes frecuencias (Figura 1.6). Ahora, la señal medida es la suma de la señal proveniente del momento magnético de la muestra diamagnética más el momento magnético producido por las corrientes [eddy] inducidas en la muestra. En el caso de materiales paramagnéticos, el momento magnético de los átomos y el momento magnético relativo a las corrientes [eddy] están en direcciones opuestas mientras que en las medidas en muestras diamagnéticas con nuestro sistema están alineadas en la misma dirección. Mostramos en la figura 1.6 el modulo de la susceptibilidad que es siempre positivo.

Tabla 1.1: Valor de coeficiente para el ajuste lineal correspondiente a los resultados experimentales para el Cu y el Al, obtenidos en un VSM comercial y en nuestro susceptómetro.

System	Material	r^2
Susceptometer	Cu	0'99648
Susceptometer	Al	0'99325
VSM	Cu	0'92486
VSM	Al	0'94711

1.5. Caracterización del ruido y comparación con un VSM.

Con el objetivo de ir más allá de probar las capacidades de este sistema experimental, hemos medido las piezas de METGLAS de Cu y de Al que se caracterizaron en nuestro susceptómetro, en un VSM comercial. Para la muestra ferromagnética (METGLAS), tanto el VSM como nuestro sistema obtuvieron resultados similares, como puede verse en la figura 1.7(a). Por otro lado, la señal obtenida en el VSM para las muestras para- y diamagnéticas es mucho más ruidosa que las obtenidas con nuestro sistema (figuras 1.7(b) y 1.7(c)). El comportamiento lineal esperado de la susceptibilidad como una función del campo magnético aplicado para el Cu y el Al fue observado cuando se midió en nuestro susceptómetro. Pero no está claro en los datos obtenidos con el VSM. En la tabla I, presentamos el coeficiente de determinación, r^2 , obtenido cuando ajustamos todas las medidas a ecuaciones lineales. A parte de tener valores de r^2 más bajos, el VSM muestra

Figura 1.5: Curvas de magnetización de 46'6 mg de Cu (a) y de 16'4 mg de Al (b), respectivamente. Los círculos sólidos (●) son los resultados experimentales obtenidos en nuestras medidas y las líneas sólidas corresponden a los ajustes lineales.

un ciclo de histéresis ficticio en las curvas de magnetización de Cu y de Al. Aquí es importante recalcar que esta histéresis no se observa en los datos obtenidos con nuestro susceptómetro (figura 1.5). Este punto es extremadamente importante cuando se pretende analizar el comportamiento de los nuevos materiales; por ejemplo, en semiconductores magnéticos diluidos, la presencia en los ciclos de histéresis de este fenómeno, puede ser erróneamente interpretado como una prueba de su comportamiento ferromagnético, si las medidas no están realizadas de forma correcta. Las medidas realizadas con nuestro setup experimental están libres de estos problemas. Hemos estimado el ruido de fondo evaluando la dispersión cuadrática media de los datos experimentales medidos en nuestro sistema con el comportamiento lineal esperado para el Cu y el Al. De estos cálculos, hemos estimado que el momento magnético mínimo que puede ser medido con nuestro sistema es de 5×10^{-7} emu. Esta sensibilidad es mejor que el valor de un VSM estándar y comparable con un AGFM. Por último, queremos remarcar que aparte de mostrar la sensibilidad que tiene nuestro prototipo, el principal objetivo de este trabajo es demostrar que puede trabajar en DC y AC sin modificaciones en la configuración experimental.

Figura 1.6: Primer armónico medido a distintas frecuencias, 1172 Hz, 1512 Hz y 2020 Hz en el electroimán para (a) una cantidad de 46'4 mg de Cu y para (b) 16'4 mg de Al.

Figura 1.7: (a) Comparación del ciclo de histéresis obtenido para una pieza de 1'1 mg de METGLAS 2620 usando nuestro sistema (●) y un VSM comercial (○). Curva de magnetización de una pieza de 46'6 mg de Cu(b) y de 16'4 mg de Al(c) medidos con un VSM comercial. En (b) y (c) los círculos sólidos (●) son los datos experimentales obtenidos en el VSM y las líneas rojas son los ajustes lineales.

1.6. Conclusiones y trabajo futuro.

En resumen, se ha diseñado y fabricado un magnetómetro que puede trabajar tanto como AGFM como susceptómetro sin modificaciones en la configuración experimental. Hemos demostrado la capacidad de medir diferentes armónicos impares en pequeñas cantidades de sustancias ferro-, para-, y diamagnéticas. Ha sido probado también que nuestro sistema puede funcionar mejor para la caracterización de pequeñas muestras de material dia- y paramagnético que un VSM. No han sido observados efectos espúreos como histéresis cuando se han medido unos pocos miligramos de estas muestras en nuestro sistema.

En trabajos futuros se pretende experimentalmente, que con la amplitud adecuada de modulación de la amplitud del gradiente, es posible medir todos los coeficientes de la serie de Fourier, permitiendo medir el ciclo de histéresis a diferentes frecuencias y la energía disipada en la muestra. También la sensibilidad y el campo magnético aplicado máximo disponible pueden mejorarse.

Referencias

- [1] S. Foner, "Versatile and Sensitive Vibrating-Sample Magnetometer" *Review of Scientific Instruments* Vol 30, 548-557, 1959.
- [2] N. F. Oliveira and S. Foner, "Operation of Conventional Vibrating Sample Magnetometer at 3He Temperatures and in High Magnetic Fields" *Review of Scientific Instruments*, vol 43, 1972.
- [3] F. Fiorillo, "Measurements of Magnetic Materials" *Metrologia*, vol 47, S114–S142 2010.
- [4] E. W. Hill, P. Nazran, and P. Taylor "A versatile vibrating reed and magneto-optic magnetometer". *IEEE Transactions on Magnetics*. Vol 32, 4899–4901. 1996.
- [5] H. Zijlstra, "A vibrating reed magnetometer for microscopic particles". *Review of Scientific Instruments*. Vol. 41 1970.
- [6] M. D. Michelena, P. Sanchez, E. Lopez, M. C. Sanchez, and C. Aroca. "Optical vibrating-sample magnetometer". *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*. Vol 215. 677–679. 2000.
- [7] Z. S. Shan, Y. F. Xu, J. P. Wang, T. C. Chong, S. S. Malhotra, D. C. Stafford, and C. X. Zhu. "Moment reversal characterization of thin magnetic film by VSM or AGFM" *IEEE Transactions on Magnetics*. Vol. 37. 1944–1946. 2001.
- [8] G. Asti and M. Solzi. "Alternating field gradient susceptometer". *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*. Vol. 157. 559–560. 1996.
- [9] M. Barbic. "Sensitive measurements of reversible parallel and transverse susceptibility by alternating gradient magnetometry". *Review of Scientific Instruments*. Vol. 75. 5016–5021. 2004.

-
- [10] M. A. Garcia, E. Fernandez pinel, J. de la Venta, A. Quesada, V. Bouzas, J. F. Fernandez, J. J. Romero, M. S. Martin-Gonzalez, and J. L. Costa-Kramer. "Sources of experimental errors in the observation of nanoscale magnetism". *Journal of Applied Physics*. Vol. 105. 2009.
 - [11] A. E. Mahdi, L. Panina, and D. Mapps. "Some new horizons in magnetic sensing: high-Tc SQUIDS, GMR and GMI materials". *Sensors and Actuators A*. Vol. 105. 2003.
 - [12] J. Tafur, A. P. Herrera, C. Rinaldi, and E. J. Juan. "Development and validation of a 10 kHz–1 MHz magnetic susceptometer with constant excitation field". *Journal of Applied Physics*. Vol. 111 2012.
 - [13] P. Cobos, M. Maicas, M. Sanz, and C. Aroca. "High resolution system for nanoparticles hyperthermia efficiency evaluation". *IEEE Transactions on Magnetics*. Vol. 47. 2360–2363. 2011.
 - [14] M. S. Raven and M. Salim. "Design aspects of a differential magnetic susceptometer for high temperature superconductors". *Measurement Science and Technology*. Vol. 12. 2001.
 - [15] D. B. Hall, J. M. Knop, S. M. Ayers, G. A. Klemme, and G. A. Schreiber. "A computer-controlled all-pass phase shift filter for a variable frequency two-phase ac magnetic susceptometer". *Review of Scientific Instruments*. Vol. 64. 1993.
 - [16] K. O'Grady, V. G. Lewis, and D. P. E. Dickson. "Alternating gradient force magnetometry: applications and extension to low temperatures" *Journal of Applied Physics*. Vol. 73. 1993.

Bloque II

Aplicaciones para espacio

Capítulo 2

Instrumentación electrónica para el proyecto NEWTON.

En este capítulo se presenta el diseño y desarrollo de la instrumentación para la caracterización in-situ de rocas de la superficie de cuerpos planetarios. Este proyecto llamado NEWTON (NEW portable multi-sensor scienTific instrument for non-invasive ON) es el resultado de la colaboración de una serie de entidades dedicadas a la investigación y desarrollo de instrumentación de aplicación magnética y que son la Universidad Politécnica de Madrid (UPM), el Instituto Nacional de Técnica Aeroespacial (INTA) y Tecnologías de Telecomunicaciones e Información (TTI). Se quiere medir la susceptibilidad magnética que es un tensor de números complejos, de forma automática y sin la necesidad de alterar la muestra. Para la obtención del dato real y el imaginario, el instrumento dispone de diferentes modos de medida, que se ejecutan con circuitos electrónicos controlados mediante un programa manejado por un usuario, o por un ordenador central, o unidad de proceso superior. Lo que se muestra en este capítulo es un resumen de todo el trabajo realizado. Para mayor información, pueden consultarse los informes técnicos en cuyas referencias son las indicadas en [1–5]

2.1. Introducción y breve descripción de las partes que componen el instrumento.

La medida de la susceptibilidad magnética de rocas, tanto su parte real como imaginaria, es importante para determinar su estructura magnética, lo que ayuda a su clasificación e incluso aporta datos sobre su historia, esto es, sobre los procesos que ha sufrido desde su formación. Esta medida empieza a ser importante en la exploración espacial para entender el magnetismo planetario y la evolución geológica del planeta explorado.

El proyecto NEWTON está concebido para realizar medidas de caracterización magnética en rocas situadas en la superficie de aquellos planetas donde se envíe una misión con carga útil científica. En la tabla 2.1 pueden verse los requisitos ambientales que tendrán que respetar aquellos prototipos que tengan que operar en estas misiones. El sistema propuesto para la exploración espacial es no invasivo, ya que no necesita alterar la integridad de las rocas para realizar dicha medida.

El proyecto se divide en el diseño y desarrollo de 3 prototipos:

1. **Prototipo 1:** Este prototipo está diseñado para ir embarcado en misiones de exploración planetaria (en especial Marte y La Luna) como carga útil en vehículos (ROVER). Puede tomar datos de la susceptibilidad magnética combinados con datos vectoriales sobre la magnetización remanente natural (con sus siglas en inglés: NRM). El barrido en frecuencias de este prototipo es continuo. Debido a que el tipo de fuente de alimentación son baterías, el consumo de este sistema será el mínimo posible.
2. **Prototipo 2:** Este prototipo se concibe como una versión reducida del prototipo 1 y se implementa en un instrumento de mano para medidas in-situ sobre la superficie terrestre. De esta forma se demuestran las aplicaciones del proyecto NEWTON no sólo en el ámbito de la exploración espacial sino también en las aplicaciones dentro del estudio de la geología terrestre.
3. **Prototipo 3:** Este prototipo implementa una versión del susceptómetro cuya aplicación va orientada a su instalación como carga útil en vehículos

utilizados en prospecciones geofísicas en la tierra. En este caso la caracterización magnética completa se hace sobre muestras perforadas durante las campañas de extracción y que serán analizadas in-situ.

Tabla 2.1: Requerimientos de diseño para NEWTON

TEMPERATURE	
Operating: T(°C) Storage: T(°C)	-40 ≤ T ≤ 110 TBC -150 ≤ T ≤ 80 ; Relative humidity ≤ 90 % TBC Air cleanliness class at least 8 of ISO to GOST ISO 14644-1-2002
ENVIRONMENTAL	
Vibration	Low-sine sweep: 5Hz to 2000 Hz at 2 oct / min 0.5g for each axis (worst case) Random: f = 5 - 2000 Hz 0.197 g ² /Hz (worst case) The instrument must not have resonant frequencies less than 40 Hz (Exomars 2020 launcher requirement).
Thermal vacuum	Storage: Cycles from -130°C to 65°C, 10 ⁻⁶ mbar Functional: Cycles from -55°C to 65°C, 10 ⁻⁶ mbar 4 cycles
RADIATION	
Components	Flight model (rad hardened capacitors and resistors) immune to radiation.

Se ha trabajado en el diseño, desarrollo, puesta en funcionamiento y depuración de los prototipos 1 y 2 que son sistemas similares. El diagrama de bloques se muestra en la figura 2.1.

2.1.1. Unidad de distribución de energía

Se trata de un convertidor DC/DC desarrollado por la empresa TTI, que proporciona los voltajes adecuados para la alimentación de todo el prototipo.

2.1.2. Unidad sensora

El bloque está formado por tres sensores distintos. Dos de ellos tienen como misión registrar las condiciones ambientales del funcionamiento del prototipo en

términos de temperatura y campo magnético. El otro es el susceptómetro para la caracterización de rocas.

Figura 2.1: Diagrama de bloques de los prototipos 1 y 2 del instrumento NEWTON.

Sensor de temperatura

Es una resistencia PT1000 de la serie HEL-700 de Honeywell.

Magnetómetro vectorial HMC6042

Dentro del prototipo 1 y 2, el magnetómetro vectorial cumple la función de dar información sobre el campo magnético existente en las inmediaciones del susceptómetro, a fin de tener un registro sobre las condiciones magnéticas en las que está operando el instrumento, para una mejor caracterización de las muestras.

El sensor HMC6042 [6] está fabricado por Honeywell y es un magnetómetro biaxial con unas características muy similares a los de la serie HMC1021, HMC1022

y HMC1023 [7] que se han empleado en muchos otros diseños tanto en el grupo donde he desarrollado la tesis, como en el INTA.

Otra razón más para escoger este dispositivo es que está integrado en una PCB junto con un ASIC que implementa los circuitos electrónicos de acondicionamiento del sensor, lo que facilita la integración del magnetómetro, ya que las salidas de la PCB son directamente las señales de tensión que dan la información sobre el campo magnético. Este ASIC también implementa la electrónica necesaria para la señal de Set/Reset (S/R) que necesita el magnetómetro para calibrarse, y que es un pulso de duración determinada, con la tensión suficiente, independientemente de cuál sea la amplitud de entrada. Esto permite que el magnetómetro se conecte al microcontrolador de la unidad de control y sea éste mismo quien genere un pulso, que tendrá una tensión de 5 V. Esta tensión podría dañar el sensor, lo que no sucede gracias a esta electrónica mencionada implementada en el ASIC.

Susceptómetro

El susceptómetro que se ha diseñado, mide la susceptibilidad magnética a través de la variación de reluctancia que experimenta un circuito magnético de ferrita, de permeabilidad μ_f , en forma de U, cuando es cerrado con un material cuya permeabilidad μ_m se desea medir. Es fácil mostrar que la permeabilidad aparente, μ_a , del circuito magnético es:

$$\mu_a = \frac{\mu_f \mu_m}{l_f \mu_m + l_m \mu_f} \quad (2.1)$$

Donde l_f y l_m son las fracciones de longitud de la ferrita y del material. Una variación de permeabilidad del material a medir de $\Delta\mu_m$ implica que la permeabilidad aparente cambia a:

$$\mu_a' = \frac{\mu_f \mu_m}{l_f \mu_m + l_m \mu_f} + \frac{(\mu_f / \mu_m)^2}{(l_f + l_m (\mu_f / \mu_m))^2} \Delta\mu_m \quad (2.2)$$

La variación de reluctancia implica una variación en la autoinducción del circuito primario y un cambio en el campo magnético en el circuito. Los cambios en la autoinducción del circuito primario pueden medirse con gran precisión con métodos de resonancia: una variación de la autoinducción ocasionará una variación de la frecuencia de resonancia, a partir de esta variación se obtienen los datos

necesarios para determinar el valor de susceptibilidad.

Los cambios en campo magnético se pueden medir usando arrollamientos secundarios. En general las muestras a medir tienen muy baja permeabilidad, por lo que la variación de tensión en los secundarios será muy pequeña. Por otra parte, al cerrar el circuito magnético, cambia la corriente en el primario y ,por tanto, cambia la imanación de la ferrita. Los cambios en el campo magnético son debidos a la presencia de la muestra y a los cambios de imanación del núcleo de ferrita. Para evitar estos problemas hemos recurrido a una medida diferencial, usando dos circuitos magnéticos idénticos en forma de U unidos entre sí para formar una H . Los primarios de ambos circuitos están conectados en serie. Uno de los circuitos se cierra con el material a medir, de permeabilidad $\Delta\mu_m$, y el otro con un material de referencia, en nuestro caso el vacío. De este modo eliminamos la tensión generada en los secundarios debido al núcleo de ferrita y la variación de permeabilidad será:

$$\Delta\mu_a = \frac{(\mu_f/\mu_o)^2 l_m}{(l_f + l_m (\mu_f/\mu_o))^2} \Delta\mu_m \quad (2.3)$$

Para generar el campo magnético y medir sus variaciones, el sensor tiene dos tipos de arrollamientos. Uno primario situado en cada uno de los brazos de la H y otros dos secundarios situados en dos de los cuatro brazos opuestos. La figura 1 de [8] muestra la configuración del sensor.

La susceptibilidad magnética depende de la frecuencia. Por tanto el sistema debe permitir una amplia variación de la frecuencia de excitación entre 10 y 100KHz.

El sensor se caracteriza como una autoinducción L dentro de un circuito cuasirresonante. Se ha escogido esta configuración para conseguir generar la mayor cantidad de campo magnético con el mínimo consumo, lo que mejora la sensibilidad en la medida de la susceptibilidad. En el capítulo de metodologías, en esta tesis, se hace una descripción del funcionamiento de este tipo de circuito que se empleó para una gran cantidad de aplicaciones. En la figura 2 de [9] se muestra el circuito formado por el sensor en H y el resto de dispositivos del circuito cuasirresonante. Se explicó cómo operar en una frecuencia de trabajo concreta, seleccionando los valores de ambos condensadores. La conmutación entre diferen-

tes pares de condensadores, montados junto con el resto de elementos del circuito, es precisa para seleccionar la frecuencia con la que queremos medir la susceptibilidad.

Otra posibilidad es cambiar la frecuencia de resonancia de un circuito variando la autoinducción. Esto se consigue conectando un amplificador magnético similar a los descritos en el capítulo de metodologías de esta tesis y que modifica el valor de la autoinducción total de la rama serie mediante la variación de la corriente por el primario.

2.1.3. Unidad de control

Tanto la SU como la PDU están conectadas a la unidad de control, que ha sido diseñada de forma íntegra en el grupo y como para el contenido de la tesis. Su misión es controlar de forma automática la señal de excitación del arrollamiento primario del núcleo en H y medir y procesar la medida que llega tanto de la resistencia de entrada del circuito cuasirresonante como de los arrollamientos secundarios. Estos dos puntos de medida servirán respectivamente para medir el cambio en la frecuencia de resonancia en el circuito de la cabeza sensora y el cambio de fase en los secundarios, como consecuencia de la presencia de una muestra magnética que modifica el camino a través del cual se cierra el circuito magnético.

A continuación se explica con mayor detalle el funcionamiento de este circuito así como los algoritmos implementados para realizar las medidas, contextualizándolos dentro de los dos métodos desarrollados para la obtención de los valores de susceptibilidad real e imaginaria.

2.2. Descripción detallada de la unidad de control.

La unidad de control, es la encargada de la generación de las señales que sirven para la medida de los parámetros de caracterización necesarios, así como de la comunicación con una unidad de proceso que controla todo el sistema de forma autónoma, mediante un sistema de órdenes y un protocolo propietario de comunicaciones.

Para ello el sistema genera una señal de excitación controlada en amplitud, frecuencia y fase y la conecta a través de un amplificador de potencia a una cabeza sensora, de donde se extraen dos señales que se amplifican, se rectifican en onda completa (gracias a señales TTL de referencia) y se filtran para después ser convertidas a datos digitales que serán procesados en el ordenador de abordo.

2.2.1. Sistema hardware de excitación y medida

La unidad de excitación y medida es la encargada de generar un total de 3 señales, una de las cuales será de excitación y las otras dos actuarán de referencia para cada uno de los dos canales de lock-in que se van a emplear para la medida. Dichas señales se generan de forma controlada mediante comunicaciones serie entre el microcontrolador central y las etapas de generador de señal.

La medida se realiza mediante la operación de rectificación en onda completa con filtrado posterior, lo que se considera una medida en fase entre una señal de referencia y la de entrada. Una vez que la señal es filtrada se mide con un conversor ADC y se envía como dato para el posterior post-proceso.

Las etapas que componen el instrumento de medida se pueden ver en la figura 2.2.

Figura 2.2: Esquema general del instrumento de medida.

Bloque de generación de señal.

Este bloque es el encargado de generar las señales de excitación del sensor y referencias para cada uno de los rectificadores de señal que actúan como lock-in. Las partes que lo componen, dentro del esquema general se pueden ver en la figura 2.3. Los elementos fundamentales de este bloque son los generadores

Figura 2.3: Esquema general del instrumento de medida e indicación del bloque de generación de señal.

de señal AD9833. Se trata de osciladores controlados por SPI que son capaces de controlar tanto la forma, la frecuencia y la fase de la señal de salida, gracias al sistema de carga de valores por registros. El diagrama de bloques de dichos dispositivos puede verse en la figura 2.4.

Estos osciladores están controlados por el núcleo del sistema, que es el microcontrolador del que se hablará más adelante. Dicho microcontrolador está conectado mediante un bus SPI a los osciladores donde carga los datos relativos a las características de la señal que se han mencionado anteriormente. El protocolo SPI está compuesto por 4 líneas: SDI, SDO, SCK y CS, que son respectivamente la entrada de datos, salida de datos, señal de reloj y chip select. En el caso de los AD9833 sólo se emplean las líneas para cargar datos, por lo que se emplean los pines correspondientes a SDO (SDATA) SCK (SCLK) y CS (FSYNC).

Figura 2.4: Diagrama de bloques del AD9833.

Existen tres posibles operaciones contempladas para el manejo de los osciladores:

1. Control de la forma de la señal: A elegir entre triangular, senoidal, cuadrada y cuadrada con periodo $T/2$. Se hace mediante la carga de un valor en el registro de control (figura 2.5).

DB15	DB14	DB13	DB12	DB11	DB10	DB9	DB8	DB7	DB6	DB5	DB4	DB3	DB2	DB1	DB0
0	0	B28	HLB	FSELECT	PSELECT	0	RESET	SLEEP1	SLEEP12	OPBITEN	0	DIV2	0	MODE	0

Figura 2.5: Registro de control del AD9833.

2. Control de la frecuencia de la señal: se lleva a cabo mediante la carga en los registros dedicados, de los datos cuya conversión dan como resultado la división de la frecuencia de oscilación del reloj maestro al que se conecta el dispositivo. La frecuencia de la señal de salida se calcula mediante la ecuación:

$$f = \frac{FREQREG \cdot f_{MCLK}}{2^{28}} \quad (2.4)$$

Donde f_{MCLK} es la frecuencia del oscilador maestro. Se permiten dos valores posibles: de 1MHz para obtener una definición de 0.004Hz por LSB de registro, y 25MHz para resoluciones de 0.1Hz.

- Control de fase: de una forma similar se puede cambiar la fase de la señal con respecto a la del reloj maestro. En este caso, como el registro sólo es de 12 bits la ecuación que regirá el valor de la fase es la siguiente:

$$\theta = \frac{PHASEREG \cdot 2\pi}{2^{12}} \quad (2.5)$$

Se van a utilizar tres osciladores como el indicado, para generar tres señales, una de las cuales será la de excitación del sensor y estará conectada a un conversor digital- analógico (DAC) para el control digital de la amplitud, y será una señal sinusoidal. Las otras dos señales serán para las referencias de los lock-in, y ,por tanto, serán señales de tipo TTL.

El conversor DAC que se ha escogido es el AD5452. Se trata de un conversor controlado por SPI cuyo diagrama de bloques se muestra en la figura 2.6. Al igual que el AD9833 sólo se van a emplear las tres señales de SPI correspondientes a entrada de datos (SDIN), señal de reloj (SCLK) y señal de selección de dispositivo o chip select (SYNC) El valor de la tensión de salida va a depender

Figura 2.6: Diagrama de bloques del conversor DAC AD5452.

del valor numérico del registro propio del dispositivo. Para el caso del modelo AD5452 dicho registro es de 12 bits por lo que la definición máxima que podrá conseguirse con la alimentación seleccionada de 5V es:

$$LSB = \frac{5V}{2^{12}} = 1'22mV \quad (2.6)$$

Figura 2.7: Registro de conversión del AD5452.

El montaje empleado para este convertor permite la conversión en todo el rango de tensiones que marca el margen dinámico de alimentación analógica del instrumento. Es decir, el registro de conversión mostrado en la figura 2.7 permite señales de salida cuya amplitud va desde la tensión de alimentación negativa hasta la positiva. En la figura 2.8 se muestra el esquema de montaje.

Figura 2.8: Esquema del montaje del convertor AD5452. El esquema que puede verse es el dado por el fabricante. Este diseño se ha implementado en la tarjeta de control.

La circuitería del convertor se complementa con amplificadores operacionales rail-to-rail de tipo OP484. Se ha escogido este componente que tiene integrados 4 amplificadores internamente. Las principales ventajas de dichos amplificadores se muestran en la figura 2.9.

Etapas de potencia.

La salida del DAC se conecta con un amplificador de potencia que permite la amplificación en corriente, previa a ser introducida en el circuito resonante como señal de generación de campo magnético. El amplificador de potencia escogido es el OPA549-HiRel. Se trata de un amplificador operacional con las características que pueden verse en la figura 2.10.

FEATURES

Single-supply operation
Wide bandwidth: 4 MHz
Low offset voltage: 65 μV
Unity-gain stable
High slew rate: 4.0 V/ μs
Low noise: 3.9 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$

Figura 2.9: Principales características del OP484

FEATURES

- **High Output Current:**
 - 8-A Continuous
 - 10-A Peak
- **Wide Power Supply Range:**
 - Single Supply: 8 V to 60 V
 - Dual Supply: ± 4 V to ± 30 V
- **Wide Output Voltage Swing**
- **Fully Protected:**
 - Thermal Shutdown
 - Adjustable Current
- **Output Disable Control**
- **Thermal Shutdown Indicator**
- **High Slew Rate: 9 V/ μs**
- **Control Reference Pin**
- **11-Lead Power Package**

Figura 2.10: Características del amplificador OP549-HiRel.

El objetivo de añadir este elemento en la cadena de excitación de la señal es conseguir un elemento que sea capaz de suministrar toda la corriente que sea necesaria a la cabeza sensora, en todo el rango de frecuencias que se necesita para cumplir las especificaciones del instrumento. El montaje empleado para el amplificador es el correspondiente a un amplificador no inversor, para no tener problemas por desfasajes. Se trata, como es obvio, de minimizar las fuentes de error existentes entre la señal de excitación y las señales de referencia.

El fabricante proporciona datos sobre el comportamiento en frecuencia de dicho amplificador que sirven para justificar la correcta elección del mismo. En las figuras 2.12 y 2.13 puede verse como tanto en términos de ganancia y fase como de tensión de salida, el comportamiento del amplificador es el adecuado. La caída logarítmica en términos de ganancia en la banda de trabajo puede suplirse gracias

a que el DAC permite un control digital de la tensión de salida haciendo que la ganancia pueda permanecer constante.

Figura 2.11: Montaje del amplificador operacional OPA549-HiRel. El esquema proporcionado por el fabricante se implementó en la etapa de potencia.

Figura 2.12: Respuesta en frecuencia de los parámetros de ganancia y fase del amplificador.

Figura 2.13: Tensión de salida del amplificador en la banda de trabajo del instrumento.

Según la figura 22 la máxima tensión de salida que se puede conseguir es de 27V, en la banda de trabajo donde la ganancia oscila entre 20dB y 60dB. Si dicha ganancia es en términos de potencia, se puede suponer que, para el caso peor de frecuencia, la potencia de salida puede ser hasta 100 veces la potencia de entrada.

Para la ganancia mínima, si:

$$P_{out} = 100P_{in} \longrightarrow V_{out}I_{out} = 100V_{in}I_{in} \quad (2.7)$$

Para una tensión de salida máxima, según el fabricante, y para el caso más restrictivo en cuanto a salida en corriente (2,5 A según las especificaciones del dispositivo) y suponiendo que la tensión de entrada sea la máxima que puede dar el DAC (5V) la corriente de entrada que es necesaria para obtener el campo magnético máximo (máxima corriente de excitación) es:

$$I_{in} = \frac{27V \cdot 2'5A}{100 \cdot 5} = 135mA \quad (2.8)$$

Para el caso de máxima ganancia (60dB) haciendo un cálculo similar:

$$I_{in} = \frac{27V \cdot 2'5A}{1 \cdot 10^6 \cdot 5} = 13'5\mu A \quad (2.9)$$

Etapa de adquisición y medida de la señal de salida del sensor.

Comprende los subsistemas indicados en la figura 2.14

Figura 2.14: Bloque de medida y adquisición de datos provenientes del sensor.

Las dos señales nombradas “ R_{in} ” y “secondary coils signal” son las provenientes de la salida de dos amplificadores de instrumentación, que proporcionan los valores de señal en extremos de la resistencia de entrada del circuito resonante (previo al sensor) y la señal diferencial resultado de la resta de los arrollamientos secundarios montados en la cabeza sensora.

El amplificador escogido para esta función es el AD8422BRZ. Las principales características de dicho dispositivo se muestran en la figura 2.15.

Se escogió este amplificador por dos razones fundamentales: por un lado, es un dispositivo que se ha empleado otras veces con resultados bastante positivos, por otro, se trata de un amplificador con una respuesta en frecuencia adecuada, teniendo en cuenta el amplio rango de frecuencias en las que se está trabajando. En la figura 2.16 se muestra la gráfica dada por el fabricante que justifica que a ganancia ajustable $G=1$ el comportamiento de la ganancia que puede obtenerse es prácticamente plano.

FEATURES**Low power:** 330 μA maximum quiescent current**Rail-to-rail output****Low noise and distortion**8 $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ maximum input voltage noise at 1 kHz0.15 μV p-p RTI noise ($G = 100$)0.5 ppm nonlinearity with 2 k Ω load ($G = 1$)**Excellent ac specifications**80 dB minimum CMRR at 10 kHz ($G = 1$)2.2 MHz bandwidth ($G = 1$)**High precision dc performance (AD8422BRZ)**150 dB minimum CMRR ($G = 1000$)0.04% maximum gain error ($G = 1000$)0.3 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ maximum input offset drift

0.5 nA maximum input bias current

Wide supply range

4.6 V to 36 V single supply

 ± 2.3 V to ± 18 V dual supply**Input overvoltage protection:** 40 V from opposite supply**Gain range:** 1 to 1000**Figura 2.15:** Principales características de los amplificadores de instrumentación empleados. **Figura 2.16:** Gráfica dada por el fabricante con diferentes valores de ganancia para distintas frecuencias.

También puede verse en la figura 2.16 que dentro de este margen de frecuencias el comportamiento es prácticamente plano también para 10dB y 100dB y que baja

ligeramente cuando llega a 100KHz.

La fórmula que sirve para calcular la resistencia de ganancia del amplificador es:

$$R_G = \frac{19'8K\Omega}{G - 1} \quad (2.10)$$

Aunque forma parte importante del diseño se optó por dejar la resistencia R_G sin montar. En estas condiciones R_G es un circuito abierto lo que hace que la ganancia sea 1.

Las señales de salida de los dos amplificadores de instrumentación se conectan a una cadena de ganancia que amplifica las señales en factores de 3, 9 y 27. Se realiza con amplificadores operacionales del modelo OP484, en configuración no inversora

La selección de cada una de las ganancias se hace mediante el conmutador analógico DG409CY. Se basa en tecnología de multiplexación a través de MOSFET. Las entradas son A0, A1 y EN. En función del valor que adquieran, las salidas DA y DB se conectarán con cada una de las entradas. El comportamiento se describe mediante la tabla de verdad que se muestra en la figura 2.18.

Se cancelaron las entradas correspondientes al canal B y sólo se empleó el canal A, ya que se optó por montar dos cadenas de salida idénticas para cada una de las señales provenientes del sensor. La justificación de esto fue por la necesidad de independizar cada una de las salidas con la idea de que el control de ganancia y el proceso de rectificación (modulación) fuera controlable señal a señal. El diseño final contempla dos caminos distintos para las dos señales y, por tanto, la opción de anular el canal B y usar sólo el A se respeta en los dos conmutadores empleados.

La señal de salida del conmutador se conecta como entrada al amplificador lock-in.

El diseño del lock-in consta de un rectificador en onda completa, y un filtro paso bajo. Para cada una de las dos señales de salida del sensor se han montado un demodulador AD630 y los amplificadores operacionales necesarios para el diseño

de dos filtros paso bajo activos.

Figura 2.17: Diagrama de bloques del DG409.

A_1	A_0	EN	ON SWITCH
X	X	0	NONE
0	0	1	1
0	1	1	2
1	0	1	3
1	1	1	4

Figura 2.18: Tabla de verdad del DG409.

Como el proceso de lock-in, ajustado a las especificaciones de diseño, no es más que una rectificación de onda completa, el proceso matemático es el de una multiplicación de la señal de medida con una señal cuadrada. El AD630 es un modulador/demodulador que se basa en la conmutación entre dos señales (la directa y su invertida) siendo la señal de conmutación salida de un comparador entre la señal de referencia y tierra.

ADC con mayor resolución (mayor número de bits) por lo que se ha escogido el modelo AD7490-EP.

Se trata de un conversor ADC con 12 bits de conversión, lo que garantiza una resolución de:

$$LSB = \frac{5V}{2^{12}} = 1'22mV \quad (2.11)$$

Su diagrama de bloques puede verse en la figura 2.20. El principio de conversión de los ADC pasa por la selección de determinados modos de conversión, así como de la velocidad de conversión o la secuenciación de los canales de entrada. Por eso, es necesario que el dispositivo integre una unidad lógica que sirva como configurador del funcionamiento del ADC. Además cuenta con un control del puerto serie y el conversor en sí, que en este caso usa el proceso de aproximaciones sucesivas.

Figura 2.20: Diagrama de bloques interno del AD7490-EP

El sistema está pensado para poder hacer la selección entre los dos posibles ADCs, el mencionado ahora y el ADC integrado en el microcontrolador. Se usará este en el caso en que la medida no requiera una definición demasiado elevada. Si se selecciona el ADC externo, se sumarán las órdenes pertenecientes a la carga en el registro de control de los bits que rigen el comportamiento del ADC y las órdenes

que sirven para extraer los datos de conversión.

MSB										LSB	
11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
WRITE	SEQ	ADD3	ADD2	ADD1	ADD0	PM1	PM0	SHADOW	WEAK/TRI	RANGE	CODING

Figura 2.21: Palabra de control del conversor ADC

Los bits SEQ y SHADOW se emplean para el control de la secuenciación de los canales de conversión. El AD7490 permite la ausencia de ella o la conversión siguiendo patrones programados en el registro SHADOW. Este registro consta de 16 bits que indican qué canales deben convertirse. Cuando se selecciona la conversión mediante el uso de este registro, antes de cada inicio de conversión y después de haber cargado el registro de control, se carga internamente el valor del registro SHADOW. Cada vez que se cambia el nivel del pin de entrada de selección de dispositivo (CS), se recorre dicho registro para selección el canal a convertir.

Los bits de ADD3 a ADD0 seleccionan el canal que debe convertirse. Bajo determinadas configuraciones de secuenciación estos bits marcan la conversión única del canal indicado o el final de una secuencia canal a canal, empezando en el canal 0.

Los bits PM1 y PM0 configuran los modos de consumo del ADC, para configurar el modo stand-by o los auto-apagados.

Por último, los bits WEAK/TRI, RANGE y CODING controlan, respectivamente el estado de la línea V_{out} , el rango de tensiones de referencia y el tipo de codificación numérica del dato de salida.

Microcontrolador

La unidad de proceso del instrumento es el microcontrolador PIC16F887 de Microchip. Es el encargado de manejar todo el sistema y de almacenar el código del programa que permite la comunicación entre el microcontrolador y la unidad central de control instalada en la plataforma.

El microcontrolador tiene almacenado el código necesario para realizar de forma autónoma las siguientes funciones:

1. Carga de la información en los registros de los generadores de señal de excitación y referencias.
2. Control del conversor ADC para la medida de la información extraída de la cabeza sensora.
3. Medida de la información extraída del sensor, como alternativa al uso del ADC externo.
4. Comunicaciones con la unidad central de control. Tiene almacenado toda la información relativa al protocolo de comunicaciones general para los diseños de instrumentación de todo el proceso.

2.2.2. Explicación de los códigos empleados.

Explicación de las tramas de comunicaciones.

Como se ha dicho anteriormente, el microcontrolador controla de forma autónoma todo el sistema, llevando a cabo las funciones indicadas mediante el manejo de los elementos y dispositivos montados en el diseño hardware.

Para ello ejecuta una serie de órdenes provenientes de la unidad central de proceso montada en la plataforma de control. Lo hace mediante una línea de datos serie RS-232, por donde se intercambian paquetes de datos pertenecientes a un protocolo nativo diseñado para este proyecto.

Durante la fase anterior de diseño se empleó un protocolo para este control por órdenes propio y bastante básico ya que el número de órdenes que debían darse no era muy elevado. Durante la fase del diseño final se adaptó este protocolo al general para todos los instrumentos del proyecto y se reorganizó el sistema de órdenes para que fuera más fácil su uso.

Las comunicaciones entre la unidad central y el microcontrolador se basan en el envío y recepción de una serie de paquetes de datos que tanto el transmisor como el receptor deben entender y aceptar o rechazar. Los paquetes de datos

contienen subcampos que componen tramas desglosables para que sea fácil para el receptor discernir si la trama es correcta o no y de qué manera no lo es.

A) Trama de control

Las tramas de control son enviadas por el transmisor y recibidas y procesadas por el receptor que, en función de ciertos aspectos relativos a la forma y el contenido de los campos del paquete de datos, contesta con dos respuestas válidas:

1. Carga de la información en los registros de los generadores de señal de excitación y referencias.
2. Trama ACK: el receptor ha recibido la trama y no hay errores en ella
3. Trama de NACK o error: el receptor ha recibido de manera incorrecta la trama y requiere que se reenvíe.

La estructura básica de las tramas puede verse en la imagen 2.22.

Figura 2.22: Estructura básica de las tramas de comunicaciones entre la unidad central de control y el microcontrolador.

Donde:

1. **Head.** La cabecera de la trama dará información sobre la morfología del paquete de datos, así como información sobre el envío del dato.
2. **Order.** Se trata del contenido en sí de la trama, y contiene la información referente a la orden que el transmisor quiere que ejecute el receptor o información sobre los resultados que el transmisor quiere enviarle al receptor.
3. **CRC.** Se almacenan los resultados de las operaciones de control de errores en la trama.
4. **Tail.** La cola de la trama contiene los bytes que delimitan el final del paquete de datos.

Cada uno de estos campos se componen, a su vez, de paquetes más pequeños que corresponden a bytes o agrupaciones de bytes y que forman, ahora sí, la trama que puede verse en la figura 2.23.

Figura 2.23: Partes que componen las tramas de comunicaciones

Se describe a continuación cada uno de los subcampos que conforman la trama:

1. **0x55.** La cabecera de la trama dará información sobre la morfología del paquete de datos, así como información sobre el envío del dato.
2. **TW.** Se trata del contenido en sí de la trama, y contiene la información referente a la orden que el transmisor quiere que ejecute el receptor o información sobre los resultados que el transmisor quiere enviarle al receptor.
3. **FW.** Se almacenan los resultados de las operaciones de control de errores en la trama.
4. **Length(MSB).** La cola de la trama contiene los bytes que delimitan el final del paquete de datos.
5. **Length(LSB).** La cola de la trama contiene los bytes que delimitan el final del paquete de datos.
6. **Order.** La cola de la trama contiene los bytes que delimitan el final del paquete de datos.
7. **Argument (de 1 a n).** La cola de la trama contiene los bytes que delimitan el final del paquete de datos.
8. **CRC.** La cola de la trama contiene los bytes que delimitan el final del paquete de datos.
9. **0x00** La cola de la trama contiene el byte que delimita el final del paquete de datos.

B)Tramas de respuesta

Las dos posibles tramas de respuesta se muestran en las figuras 2.24 y 2.25.

Figura 2.24: Trama de confirmación adecuada de envío o ACK.

Figura 2.25: Trama de error.

La trama de confirmación o ACK es idéntica a la trama de envío de la orden. La única diferencia es que los campos T.W y F.W cambian de orden. Esto tiene la gran ventaja de que el chequeo de errores es mucho más rápido ya que el CRC es idéntico al tener las tramas los mismos campos, pero colocados de forma distinta.

En el caso de la trama de error el cambio anteriormente mencionado también se produce además de incluir como contenido del campo orden el byte 0xFF. En el campo de argumentos, que se reduce a uno sólo, se incluye identificador del error que se ha detectado.

Explicación de las órdenes implementadas para el manejo del microcontrolador.

Como se ha dicho anteriormente, el microcontrolador se maneja a través de una serie de órdenes que provienen de la unidad central de proceso y que tienen como objetivo controlar cada uno de los dispositivos instalados en el hardware del instrumento de medida. Las órdenes se estructuran en forma de procesos compuestos por la ejecución de órdenes más simples, es decir, una orden que podría considerarse compleja está compuesta por la suma de órdenes sencillas. Se programó de esta forma para contemplar dos situaciones:

1. La facilidad de migración del código del microcontrolador a cualquier otro dispositivo.
2. Dar más peso de ejecución al elemento inteligente que gobierne al microcontrolador. De esta forma se facilita la conectividad entre el instrumento y la plataforma donde vaya embarcado.

Dichas órdenes son:

1. Cambio de frecuencia en el oscilador AD9833. Los argumentos de la orden contendrán la información sobre el oscilador seleccionado, y el dato que se debe cargar en el registro del oscilador.
2. Cambio de amplitud en el DAC. Los argumentos de la orden contendrán el dato que debe cargarse en el registro del conversor.
3. Cambio de fase del oscilador AD9833. Los argumentos de la orden contienen la información sobre el oscilador seleccionado, y el dato que se debe cargar en el registro del oscilador.
4. Cambio de la ganancia de la señal de salida del sensor a x3. Los argumentos de la orden incluyen la información sobre el switch sobre el que se debe actuar.
5. Cambio de la ganancia de la señal de salida del sensor a x9. Los argumentos de la orden incluyen la información sobre el switch sobre el que se debe actuar.
6. Cambio de la ganancia de la señal de salida del sensor a x27. Los argumentos de la orden incluyen la información sobre el switch sobre el que se debe actuar.
7. Realiza una medida con el ADC. Los argumentos de la orden hacen referencia al ADC que debe emplearse.
8. Lectura del ADC externo. Los argumentos de la orden hacen referencia al canal o conjunto de canales sobre el que se quiere realizar la conversión.

El microcontrolador está programado con dos interrupciones: la de la UART y la del ADC, y está preparado para coordinar la conversión de los datos analógicos con el envío de los mismos a través del puerto serie. Cuando se ha terminado de convertir un dato, se envía a la unidad central de proceso, que recibe el dato, lo procesa y desbloquea la ejecución del código permitiendo que el microcontrolador ejecute otra conversión del ADC. La forma de desbloquear el código es mandando una trama de confirmación desde la unidad central a modo de validación del dato que acaba de recibir.

2.2.3. Comprobación del correcto funcionamiento de la unidad.

En el diseño preliminar se probó la tarjeta para comprobar su funcionamiento. Se obtuvieron imágenes en cada una de las etapas por las que pasan las señales de referencia y excitación desde que son generadas, y la señal de medida del sensor.

Como se ha visto anteriormente, la diferencia entre la tarjeta con el diseño provisional y la tarjeta con el diseño definitivo es un camino más de lock-in y un conversor analógico-digital externo. Conceptualmente no cambia nada entre las dos tarjetas por tanto las señales son idénticas.

Figura 2.26: Resultado de la prueba de la tarjeta mostrando un ejemplo de las señales obtenidas en cada punto.

La figura 2.26 representa el esquema provisional de la tarjeta. De izquierda a de-

recha y de arriba abajo, la imagen 1 muestra la señal de referencia que se usa para el demodulador, la imagen 2 corresponde a la señal de salida del conversor DAC previo a la etapa de potencia. La imagen 3 es la señal de salida del demodulador (rectificador en onda completa) y, por último, la imagen 4 (señal azul) es el nivel de continua de la señal de salida de AD630 que se filtra y se convierte en dato digital en el conversor ADC del microcontrolador.

Figura 2.27: Señal de salida (azul) del filtro paso bajo, y señales de entrada (verde y amarilla) en el demodulador AD630, para un desfase de 0° .

Figura 2.28: Señal de salida (azul) del filtro paso bajo, y señales de entrada (verde y amarilla) en el demodulador AD630, para un desfase de 90° .

Se hicieron dos medidas más para obtener las gráficas en el punto 4 y justificar que el lock-in funciona. Se probó con dos señales (la de referencia y entrada) sin desfase entre ellas y con un desfase de 90 grados. Y los resultados pueden verse en las figuras 2 y 3.

La prueba de la tarjeta con el diseño definitivo pasa por comprobar que el funcionamiento del nuevo camino de medida (el lock-in duplicado funciona igual).

2.3. Verificación funcional.

Como se ha dicho en varios puntos de este capítulo, el dato de susceptibilidad es un número complejo. Obtener el dato implica obtener el valor de la parte real y de la parte imaginaria. Para ello se aplican dos métodos de medida:

1. Medida sobre la resistencia de entrada al circuito cuasirresonante. Sirve para conocer el valor real de la susceptibilidad.
2. Medida sobre los arrollamientos secundarios. Sirve para conocer el valor imaginario de la susceptibilidad.

En este apartado se contemplan dos métodos para medir, así como la forma en la que el usuario del instrumento puede efectuar dichas medidas.

2.3.1. Medida en la resistencia.

Cuando el sensor se sitúa en contacto con una muestra el circuito magnético se modifica lo que provoca una variación en la autoinducción del sistema, y por tanto una variación en la frecuencia de resonancia.

Cuando no hay ninguna muestra en contacto con el sensor, el circuito magnético del sensor en H tiene el mismo comportamiento en cada par de brazos porque los cuatro están en contacto con el aire. En este caso, el barrido en frecuencia da una serie de resultados de corriente en función de la frecuencia, que tienden hacia un mínimo situado en la frecuencia de resonancia. Se trata de las condiciones de referencia tanto en frecuencia, como en fase, como en amplitud de señal.

Cuando se acerca el sensor a una muestra, cuya permeabilidad es mucho menor

que la permeabilidad del núcleo ($\mu_{muestra} \ll \mu_{ferrita}$), la autoinducción disminuye, lo que provoca un aumento en la frecuencia de resonancia. Esta variación queda registrada por el sistema de adquisición de datos en una lista de datos, que presentan la corriente en función de la frecuencia, de igual forma que para la obtención de los datos de referencia, mencionados anteriormente. Estos nuevos datos junto con los obtenidos sin muestra, se emplean para hacer un postprocesado matemático que permite obtener las dos frecuencias de resonancia mediante aproximación a una parábola de los datos obtenidos en cada medida.

El dato real de la susceptibilidad se puede obtener aplicando la ecuación 2.12.

$$\chi_S = \frac{f_0^2 - f'^2}{f'^2 - \frac{l_f}{2\pi^2 N^2 C S_f \mu_f}} \quad (2.12)$$

2.3.2. Medida en los secundarios.

Como se ha dicho anteriormente, la colocación del sensor al lado de una muestra para medirla modifica la inducción en el circuito magnético y, por tanto, la fuerza electromotriz que se puede medir mediante los arrollamientos secundarios colocados en dos de los cuatro brazos del núcleo en H. Uno de ellos está siempre al aire y el otro es el que se aproxime a la muestra.

Para la componente imaginaria, se usa el desfase entre los dos arrollamientos. La f.e.m en la bobina que está al aire, experimenta un desfase de 90° con respecto al campo inducido (B), y, por tanto, un desfase de 180° con respecto a la corriente que genera dicho campo. La bobina que entra en contacto con la muestra experimenta ese mismo desfase más la contribución por la propia muestra. Sabiendo este desfase se puede obtener el valor complejo de la susceptibilidad aplicando las relaciones siguientes y sabiendo de antemano χ' .

$$\phi_\mu = \tan^{-1} \left(\frac{\mu''}{\mu'} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{\chi''}{\chi' + 1} \right) = \phi_A - \phi_B = \Delta\phi \quad (2.13)$$

Donde las fases ϕ_A y ϕ_B corresponden a los datos dados por los lock-in de ambos canales: uno conectado a la bobina que está al aire y el otro a la bobina que se sitúa cercana a la muestra.

2.3.3. Interfaz de usuario y realización de las medidas.

En la figura 2.29 se puede ver el interfaz empleado para la realización de las medidas con los prototipos 1 y 2. Se ha desarrollado mediante la aplicación “Graphical User Interface” (GUI) de MATLAB. Y actúa como un simple ejecutor de órdenes previamente diseñadas para controlar el instrumento.

Esta interfaz es perfectamente exportable a cualquier otro sistema de procesamiento complejo (PC, ASICs, FPGAs, microprocesadores, ordenadores a bordo, etc.) ya que su única función es la de invocar órdenes que se ejecutan a nivel de microcontrolador instalado en la propia tarjeta de control. La interfaz manda órdenes y recibe datos que son, o confirmaciones o rechazos de las órdenes o datos como tal y que son resultados de las medidas.

Figura 2.29: Interfaz diseñada para el manejo de los prototipos 1 y 2.

La interfaz de control tiene una serie de funcionalidades que se pueden dividir en tres tipos:

1. Funciones para el control del puerto: Estas funciones sirven para controlar el puerto serie RS-232: identificación del puerto que está disponible, apertura y cierre del mismo.
2. Funciones de configuración de la señal de excitación, señales de referencia del lock-in y cadena de ganancia de la señal de recepción: son una serie de funciones que controlan la frecuencia, amplitud y fase de la señal de excitación del primario del sensor en H. También configuran la ganancia de

la cadena de recepción haciendo que la señal se multiplique por 3, por 9 o por 27.

3. Funciones de medida: son una serie de funciones que llaman a órdenes en el microcontrolador para medir, capturar los datos medidos y llevar a cabo el post-procesado requerido para hallar la susceptibilidad, con las medidas del sensor en H y el campo magnético, con el magnetómetro.

Las funciones de control sencillamente cargan datos en los registros correspondientes de los generadores de señal (AD9833) o en conversor digital analógico AD5452 para controlar todos los elementos que componen la señal de excitación o las dos señales de referencia (una por cadena de lock-in) En cuanto al control de ganancia, las dos señales de recepción se amplifican con cada uno de esos tres factores y se elige cuál de las señales amplificadas debe entrar al lock-in para ser comparada con la referencia correspondiente.

Las funciones de medida permiten realizar órdenes para que el microcontrolador ejecute medidas. También son las encargadas de recibir los datos en bruto de las medidas y procesarlas para que el operario pueda tener los datos de susceptibilidad o campo magnético. Las rutinas programadas más sencillas son las siguientes:

1. **Medidas de magnetómetro.** Lanza una medida para obtener los datos en los 3 ejes del magnetómetro instalado junto con el sensor en H dentro de la cabeza sensora.
2. **Medidas en los secundarios.** Esta medida tiene como objetivo la obtención de la tensión y fase (con respecto a la señal de referencia) en los secundarios colocados en el sensor en H. Se puede elegir, mediante un menú desplegable, entre medida sin control de fase o medida con control de fase. La diferencia entre ambas es que la primera no efectúa un “autofase” antes de medir y efectúa la medida de tensión directamente con la fase que haya en ese momento o que sea marcada por el usuario. La medida con control de fase realiza un “autofase” antes de medir. Los datos devueltos son los datos de fase (o impuesto por el usuario o buscado mediante la búsqueda de fase automática) y una media de 7 valores de tensión tomados en rack.

3. **Medida con separación temporal.** Efectúa un número de medidas separadas por un tiempo marcado por el usuario. Antes de empezar a medir efectúa un “autofase” y después arranca el número de medidas. El dato devuelto es el resultado de la media aritmética del número de medidas seleccionada por el usuario.
4. **Medidas en rack.** Efectúa un número de medidas marcadas y devuelve el dato de la media. La diferencia con el tipo de media anterior es que no hay separación temporal entre medidas.

Existen otras 2 rutinas que son más complejas que las anteriores y que son las que más se usan. De hecho, durante la fase de calibración y obtención de resultados prácticamente las descritas anteriormente no se han usado nunca, y siempre se han acabado empleando las dos que se escriban a continuación. Estas rutinas tienen como objetivo encontrar la frecuencia de resonancia del sistema.

5. **Búsqueda de la resonancia mediante barrido en frecuencia.** Para realizar esta medida se efectúa un barrido en frecuencia establecido con el dato de inicio y frecuencia final y la frecuencia de salto. La rutina está concebida como un bucle de tal forma que con cada salto se cambia la frecuencia de operación, se hace una búsqueda automática de fase y cuando se tiene la señal de medida sincronizada con la señal de referencia se hacen una serie de 7 medidas en rack.

Una vez que se han hecho todas las medidas en todas las frecuencias del barrido, se hace una aproximación de la curva a un polinomio de grado 2 a fin de obtener el punto donde la derivada es 0, es decir, el punto mínimo de la curva amplitud vs frecuencia.

La ventaja que ofrece este algoritmo es la posibilidad de aumentar la resolución tanto como se quiera, por lo que la obtención de la frecuencia puede ser más lenta pero más precisa. La desventaja es que se debe saber, de una forma aproximada por donde está la frecuencia de resonancia. Otra desventaja es la necesidad de que el ancho de banda de resonancia sea lo más simétrico posible, para que la aproximación al polinomio devuelva el

resultado más fiable posible.

6. **Obtención de resonancia mediante búsqueda simple.** Esta función permite encontrar la frecuencia de resonancia sin saber un valor aproximado de la misma. La desventaja de esto es que, sin dar un valor de inicio de la búsqueda que pueda aproximarse al valor final el proceso puede volverse bastante lento.

La función efectúa dos búsquedas. Primero hace un barrido grueso que pretende buscar el pico de resonancia de manera aproximada, a partir de una frecuencia de partida indicada por el usuario. Como este pico es simétrico, la función establece un rango de frecuencia a partir de una central y va bajándola estudiando qué pasa en los dos extremos del rango, de tal forma que hasta que se llega a las inmediaciones de la frecuencia de resonancia el extremo inferior siempre será menor en amplitud que el extremo superior.

Al llegar a la zona de la frecuencia de resonancia los dos extremos son muy similares en amplitud y la rutina establece que se ha llegado al punto buscado. En ese momento se arranca el segundo proceso consistente en encontrar la frecuencia de resonancia de forma más “fina”. Para ello se inicia un proceso similar a la obtención de resonancia mediante barrido en frecuencia. Los dos puntos extremos del rango de frecuencias se convierten en los extremos del barrido. Se recogen los datos entre esos dos extremos a pasos tan precisos como quiera el usuario y una vez terminado el barrido se compara con un polinomio de grado dos para obtener la frecuencia de resonancia. Una vez que se tiene la frecuencia de resonancia se insta al usuario a que cambie la configuración para medir la tensión y la fase en los arrollamientos secundarios, devolviendo por pantalla la tensión medida en cada uno y su desfase con respecto a la señal de referencia. Estos datos son fundamentales para la caracterización tanto de la susceptibilidad real como la compleja.

La ventaja de este método con respecto al anterior es que el resultado sobre la frecuencia de resonancia es mucho más preciso debido a que los datos que se emplean para la comparación con el polinomio corresponden a un ancho de banda perfectamente simétrico. Otra ventaja es que no se necesita conocer de forma aproximada la frecuencia de resonancia.

La principal desventaja, tal y como se ha comentado anteriormente, es que el método es más lento cuanto más nos alejemos de la resonancia al indicar la frecuencia de partida de la búsqueda.

2.4. Resultados y medidas de calibración

La calibración corresponde a una serie de medidas realizadas con una doble función: por un lado, la comprobación del correcto funcionamiento del módulo completo (con la integración completa de todas las partes) y por otro, la comparación con el proceso de medida empleado de forma tradicional para la caracterización de la susceptibilidad magnética en muestras de rocas.

2.4.1. Calibración de la medida de susceptibilidad real

El primer paso dentro del proceso de calibración para la obtención de los valores reales de susceptibilidad, es la creación de una serie de muestras artificiales, con concentraciones de material ferromagnético controladas. De tal forma que es sencillo hacer un seguimiento que relacione la densidad de material magnético frente a la susceptibilidad, así como la comparación entre los diferentes métodos de medida con el prototipo fabricado. Estas muestras se han fabricado a partir de resina epoxy mezclada con material magnético en polvo vigilando un reparto homogéneo del mismo durante el proceso de endurecimiento de las muestras. Se fabricaron un total de 5 muestras, con diferentes concentraciones de ferrita que se pueden ver en la tabla 2.2. Una vez fabricadas las muestras se comprobó,

Tabla 2.2: Porcentaje de concentración de ferrita en cada una de las muestras fabricadas para la calibración.

Muestra	Ferrita (%)
M1	10
M2/3	1
M4	0.03
M5	0.1

mediante medidas con VSM, que la medida de susceptibilidad en cada muestra servía como dato para la caracterización de las mismas. Es decir, que con un instrumento lo suficientemente preciso se podría distinguir cual es la concentración

de material magnético en cada una de ellas.

El siguiente paso en el proceso de calibración fue llevar a cabo una serie de medidas con el objetivo de obtener la frecuencia de resonancia de las muestras fabricadas para dos resonancias distintas.

Estas medidas se realizaron con un setup de laboratorio montado que imitaba al setup del prototipo 1 completamente integrado [8]. La unidad de potencia, que sería sustituida (en los prototipos 1 y 2) por el amplificador de potencia descrito anteriormente es el E3634-A del fabricante Agilent y la unidad de control sería implementada por el lock-in de laboratorio de Stanford Research Systems SR830.

A modo de ejemplo, los resultados obtenidos se pueden ver en las tablas 2.3 y 2.4 que son, respectivamente, las medidas hechas para un circuito resonante formado por condensadores de $4'7\mu F$ y de $0'5\mu F$.

Las frecuencias obtenidas se emplean en la fórmula siguiente:

$$\chi'_S = \frac{F_0^2 - F'^2}{F_0^2 - \frac{l_F}{2\pi^2 N^2 C S_F \mu_F}} \quad (2.14)$$

Tabla 2.3: Valores de frecuencia de resonancia obtenidos para unos valores de condensador de $4'7\mu F$

10 % (M1)	$F_0(\text{Hz})$	$F'(\text{Hz})$	$F' - F_0 (\text{Hz})$	1 % (M2/3)	$F_0(\text{Hz})$	$F' (\text{Hz})$	$F' - F_0 (\text{Hz})$
Face 1	13076	13014.71	-61.29	Face 1	13076	13069.62	-6.38
Face 2	13076	13012.96	-63.04	Face 2	13076	13069.81	-6.19
Face 3	13076	13012.24	-63.76	Face 3	13076	13069.75	-6.25
0,1 % (M5)	$F_0(\text{Hz})$	$F' (\text{Hz})$	$F' - F_0 (\text{Hz})$	0,03 % (M4)	$F_0(\text{Hz})$	$F'(\text{Hz})$	$F' - F_0 (\text{Hz})$
Face 1	13076	13075.40	-0.60	Face 1	13082	13081.75	-0.25
Face 2	13076	13075.40	-0.60	Face 2	13082	13081.72	-0.28
Face 3	13076	13075.42	-0.58	Face 3	13082	13081.70	-0.30

Los resultados de la comparación obtenidos con el VSM y los obtenidos con el setup de laboratorio (que imita los prototipos 1 y 2) pueden verse en la tabla 2.5. Viendo dichos resultados queda demostrado lo correcto de la utilización del método de medida ya que la mayor diferencia entre los datos obtenidos es de $1 \cdot 10^{-3}$ [S.I].

La comparación entre los datos obtenidos mediante el VSM y el setup de labo-

ratorio puede hacerse y es correcta, ya que se sabe que la ferrita no experimenta cambios importantes en su susceptibilidad medida en AC, hasta que la frecuencia de la señal no supera valores del orden de GHz. Esta condición la cumple el rango de frecuencias de funcionamiento, que va de 14KHz a 80KHz.

Tabla 2.4: Valores de frecuencia de resonancia obtenidos para unos valores de condensador de $0'5\mu F$.

10 % (M1)	$F_0(\text{Hz})$	$F'(\text{Hz})$	$F' - F_0 (\text{Hz})$	1 % (M2/3)	$F_0(\text{Hz})$	$F' (\text{Hz})$	$F' - F_0 (\text{Hz})$
Face 1	38120	37936.98	-183.02	Face 1	38120	38102.52	-17.48
Face 2	38120	37934.64	-185.36	Face 2	38120	38101.28	-18.72
Face 3	38120	37933.25	-186.75	Face 3	38120	38101.86	-18.14
0,1 % (M5)	$F_0(\text{Hz})$	$F' (\text{Hz})$	$F' - F_0 (\text{Hz})$	0,03 % (M4)	$F_0(\text{Hz})$	$F'(\text{Hz})$	$F' - F_0 (\text{Hz})$
Face 1	38120	38118.17	-1.83	Face 1	38120	38119.32	-0.68
Face 2	38120	38117.95	-2.05	Face 2	38120	38119.21	-0.79
Face 3	38120	38118.29	-1.71	Face 3	38120	38119.31	-0.69

Los datos mostrados anteriormente sirvieron para demostrar la viabilidad de la medida con un setup previo al que se iba a montar en los prototipos 1 y 2. El siguiente paso en el proceso de calibración fue repetir las medidas empleando el sistema diseñado para el NEWTON a fin de demostrar que la resolución del prototipo es suficiente para determinar la susceptibilidad real.

Para obtener los datos necesarios que sirvieran para demostrar la viabilidad de los prototipos se lanzaron una gran cantidad de medidas para la obtención de los datos de frecuencia de resonancia, claves para calcular la susceptibilidad real. Estas medidas se hicieron con las funciones llamadas “Búsqueda de la resonancia mediante barrido en frecuencia” y “Obtención de resonancia mediante búsqueda simple” descritas con anterioridad en este mismo capítulo. La segunda de las dos mencionadas no almacena ningún dato, ya que obtiene un único dato de frecuencia y un dato de tensión y fase por secundario. Datos que empleará de forma directa el usuario del instrumento. La primera función, sin embargo, si almacena resultados en forma de información sobre la tensión y la fase para cada una de las frecuencias del barrido que realiza. Al conocer, a priori, la frecuencia de resonancia aproximada y al medir en condiciones de laboratorio propicias para que la banda de resonancia fuera lo más simétrica posible, durante la obtención de los resultados y el estudio de la usabilidad del prototipo decidimos usar la búsqueda por barrido de frecuencia frente al segundo método, que se empleó como complemento para corroborar la precisión de la medida en los secundarios.

Tabla 2.5: Comparación de los resultados obtenidos con el setup de laboratorio frente a las medidas realizadas con VSM.

Muestra	Frecuencia	14 kHz		40 kHz		70 kHz	
	VSM	χ_V	Error	χ_V	Error	χ_V	Error
10 % - M1	8.58E-02	$8,57 \cdot 10^{-2}$	$1 \cdot 10^{-3}$	$8,57 \cdot 10^{-2}$	$1 \cdot 10^{-3}$	$8,57 \cdot 10^{-2}$	$1 \cdot 10^{-3}$
1 % - M2/3	7.29E-03	$6,93 \cdot 10^{-3}$	$1 \cdot 10^{-3}$	$7,75 \cdot 10^{-3}$	$1 \cdot 10^{-3}$	$7,89 \cdot 10^{-3}$	$1 \cdot 10^{-3}$
0.1 % - M5	7.56E-04	$7,791 \cdot 10^{-4}$	$1 \cdot 10^{-4}$	$8,34 \cdot 10^{-4}$	$1 \cdot 10^{-4}$	$7,61 \cdot 10^{-4}$	$1 \cdot 10^{-4}$
0.03 % - M4	2.99E-04	$3,651 \cdot 10^{-4}$	$1 \cdot 10^{-4}$	$3,22 \cdot 10^{-4}$	$1 \cdot 10^{-4}$	$3,24 \cdot 10^{-4}$	$1 \cdot 10^{-4}$

En la figura 2.30 puede verse un ejemplo de una de las medidas empleadas. En concreto, corresponde a una medida realizada sobre la muestra M1 (10 %) con los condensadores de valor $0'5\mu F$, del circuito cuasirresonante de la cabeza sensora, lo que establece la frecuencia de resonancia en torno a los 16KHz.

El barrido se hizo desde 14 KHz a 18 KHz en saltos de 50 Hz. El resultado de frecuencia de resonancia devuelta por el programa fue 16048'48 Hz.

Figura 2.30: Ejemplo de medida tomada con la interfaz de manejo de los prototipos 1 y 2.

Con las medidas que se muestran en la tabla 2.6 queda demostrado que las características del prototipo son adecuadas (desviación máxima de $3 \cdot 10^{-3}$) para llevar a cabo una buena caracterización de la susceptibilidad real de muestras cuyo contenido en material magnético las convierta en interesantes para un estudio más

riguroso con este u otro instrumento. También se demuestra la viabilidad para el estudio de la mayor parte de las rocas existentes en La Tierra, Marte o La Luna.

Tabla 2.6: Comparación de los resultados obtenidos con los prototipos 1 y 2 frente a las medidas realizadas con VSM.

Muestra	Frecuencia	15 kHz		40 kHz		70 kHz	
	VSM	XV	Error	XV	Error	XV	Error
10 % - M1	8.58E-02	$8,59 \cdot 10^{-2}$	$3 \cdot 10^{-3}$	$8,61 \cdot 10^{-2}$	$3 \cdot 10^{-3}$	$7,73 \cdot 10^{-2}$	$3 \cdot 10^{-3}$
1 % - M2/3	7.29E-03	$7,27 \cdot 10^{-3}$	$3 \cdot 10^{-3}$	$7,57 \cdot 10^{-3}$	$3 \cdot 10^{-3}$	$7,69 \cdot 10^{-3}$	$3 \cdot 10^{-3}$
0.1 % - M5	7.56E-04	$9,58 \cdot 10^{-4}$	$3 \cdot 10^{-4}$	$8,41 \cdot 10^{-4}$	$3 \cdot 10^{-4}$	$6,81 \cdot 10^{-4}$	$3 \cdot 10^{-4}$
0.03 % - M4	2.99E-04	$6,26 \cdot 10^{-4}$	$3 \cdot 10^{-4}$	$3,24 \cdot 10^{-4}$	$3 \cdot 10^{-4}$	$2,90 \cdot 10^{-4}$	$3 \cdot 10^{-4}$

2.4.2. Calibración de la medida de susceptibilidad imaginaria.

De la misma manera que para la caracterización de la susceptibilidad real de la muestra sólo hacía falta conocer la frecuencia de resonancia y este dato se obtenía con el programa de búsqueda de resonancia por barrido, ahora, para este cálculo es más conveniente emplear la función de búsqueda simple, ya que tiene implementada por defecto la medida en los secundarios.

El primer paso, por tanto, para averiguar el valor del desfase entre los dos secundarios que tendrá una relación directa con la parte imaginaria de la susceptibilidad es averiguar la frecuencia de resonancia.

Esta frecuencia de resonancia corresponde a la del sistema sin muestra cercana. Cuando se averigua este valor se mide en los secundarios que darán un valor de desfase cercano a cero ya que sólo dependerá de la propia forma del sensor y la configuración de los arrollamientos, que, en principio, son prácticamente idénticos. El valor del desfase será el offset sobre el que se calculará la medida final.

Haciendo funcionar al sistema en la frecuencia de resonancia se sitúa la muestra cercana a uno de los brazos y se vuelve a repetir el proceso de medida. Ahora, la diferencia de fase sí es notable porque la presencia de una muestra de material magnético introduce un retardo en la señal que circula a través de la muestra a medir.

Este desfase es proporcional a la componente imaginaria tal y como indica la siguiente fórmula:

$$(\varphi_{A-B}) = C \frac{\chi''}{2} \quad (2.15)$$

Donde χ'' es la susceptibilidad imaginaria y C es un factor de calibración que se calcula de forma empírica empleando los datos de las medidas que se realizan.

Se empleó la muestra de calibración para comprobar la validez del método de medida. Para ello, partiendo de la base de que el valor de L no se modifica, se cambió la resistencia de cierre del lazo para obtener diferentes desfases.

Antes de pasar a la medida como tal de la parte compleja se hicieron varias medidas empleando el proceso de búsqueda de resonancia por barrido, para comprobar la variación en la frecuencia de resonancia del sistema con y sin muestra. Como un resultado muy positivo se vio que la variación era despreciable lo que implicaba que las modificaciones en el desfase entre los dos secundarios afectarían sólo a la parte imaginaria de la susceptibilidad y no a la parte real que, quedaba demostrado, se podía caracterizar con el método explicado anteriormente.

En la actualidad, y viéndolo más como trabajo futuro, es necesario realizar muchas más medidas para poder establecer un conjunto de resultados adecuados que permitan obtener de forma precisa el valor de las constantes de caracterización C y K . Las medidas que se han hecho hasta ahora han servido para comprobar que las muestras de calibración para la caracterización de la susceptibilidad real pueden servir como prueba para la obtención de la parte imaginaria. El problema se encuentra en que el proceso para la medida del factor imaginario es mucho menos intuitivo y su diseño, desarrollo y puesta en funcionamiento ha sido mucho más lento, costoso y complejo. Por eso no se tienen suficientes datos para poder calcular el valor de C y K que sería el último paso antes de que el proceso de caracterización de la susceptibilidad imaginaria sea plenamente operativo.

2.5. Características de funcionamiento.

Tras la definición realizada en los diseños y las medidas efectuadas, principalmente en la fase de calibración, se ha determinado que las características de funcionamiento de los prototipos 1 y 2 son las recogidas en la tabla mostrada en la imagen 2.31.

PARAMETER	CONDITION	Min	Typ	Max	Unit
Inputs					
Voltage Supply		24	28	30	V
Vdd current			5	10	mA
V+ current			90	100	mA
V- current			50	90	mA
Outputs					
Susceptibility					
Full Scale Range	Maximum experimental value measured. Expected maximum: 10^2	10-abr		1	Vol. susc. [IS]
Sensitivity	Prototype 1 Fully Calibrated	$1 \cdot 10^{-4}$	$3 \cdot 10^{-4}$	$3 \cdot 10^{-4}$	Vol. susc. [IS]
Noise			TBD		ppm
Working Frequency	Full range combining different capacitor values	4		80	kHz
Operating temperatures (sensor head)		-50		65	°C
Operating temperature (electronics)		-45		80	°C
Vector magnetic field (HMC6042)					
Field Range	Full scale (FS) - total applied field	-600		+600	μT
Sensitivity	After Set/Reset Pulses	80	100	125	mV/V/ μT
Resolution	1 kHz bandwidth, VDD1 = 3.0 volts		12		nT (RMS)
Raw data (Amplitude and frequency)					
Vout		0.498		0.99	V
Frequency		0.00372		99999	Hz
Input Signal (to processing signal chain) with AD7490					
G=3		0.67		$2.74 \cdot 10^{-3}$	mV
G=9		0.266		$1.08 \cdot 10^{-3}$	mV
G=27		0.229		$9.30 \cdot 10^{-2}$	mV
Input Signal (to processing signal chain) with μC					
G=3		2.68		$2.74 \cdot 10^{-3}$	mV
G=9		1.06		$1.08 \cdot 10^{-3}$	mV
G=27		0.917		$9.30 \cdot 10^{-2}$	mV
Gain					
G=3			1.82		V/Vpp
G=9			4.59		V/Vpp
G=27			5.32		V/Vpp

Figura 2.31: Características de funcionamiento (datasheet) de los prototipos 1 y 2.

2.6. Conclusiones y trabajo futuro.

En esta parte del trabajo de tesis se ha diseñado un instrumento completo para la obtención de la susceptibilidad magnética en muestras de terreno con la idea de su aplicación en medidas dentro de los programas de exploración planetaria como carga útil científica, con el objetivo de que forme parte de las siguientes

misiones a Marte y La Luna, así como una aplicación como elemento portátil de medida mejorando los empleados actualmente.

Se ha fabricado un instrumento completamente integrado, autónomo y portátil que no necesita de ningún medio invasivo para llevar a cabo las medidas. El sistema es perfectamente capaz de lanzar una gran cantidad de medidas diferentes, en la ejecución algoritmos de medida cuyos datos obtenidos sirven para estimar la susceptibilidad, entendiéndola como un número complejo, por lo que los datos obtenidos se procesan con el objetivo de obtener información sobre la parte real e imaginaria.

En el trabajo realizado dentro del marco de la tesis, se ha diseñado toda la unidad de control del instrumento, tanto la parte hardware como la parte software además del desarrollo de una interfaz de usuario para el manejo del instrumento. Se ha colaborado, también, en el diseño de parte de la unidad sensora (SU), y más concretamente en el desarrollo del circuito cuasirresonante y el amplificador magnético, dispositivos previamente empleados en otros proyectos, como ya se indicó en el capítulo de metodologías.

En el marco de la colaboración del consorcio formado para el proyecto NEWTON, se trabajó directamente con el personal del INTA para conocer cuales deberían ser las mejoras que deberían hacerse en aspectos clave como la sensibilidad del instrumento, los datos que se necesitaban para calcular la susceptibilidad, cuestiones de manejo del mismo o de que forma se podría mejorar el procesamiento de los datos obtenidos para mejorar el rendimiento, siempre con la vista puesta a la aplicación del mismo como parte de la carga útil de una misión espacial, con todo lo que eso conlleva.

Se ha demostrado la calidad del diseño [8] realizado en un empeoramiento sólo del $2 \cdot 10^{-3}$ [S.I] en datos de desviación al comparar la medida de susceptibilidad dada por el VSM con los datos obtenidos mediante el setup del laboratorio compuesto por instrumentación comercial y con los datos obtenidos con el prototipo 1 plenamente integrado, que hay que tener en cuenta que es: portátil, autónomo, no comercial y con la proyección de operar en un entorno mucho más hostil que el de La Tierra.

Como se dijo anteriormente, es necesario realizar muchas más medidas, a ser posible sobre muestras de terreno reales y bien conocidas, ya que hay ciertos factores numéricos que deben aplicarse para ajustar el cálculo de la susceptibilidad (tanto en la parte real como la imaginaria). Estos datos son plenamente empíricos y se obtienen mediante el procesamiento de una gran cantidad de medidas, que se están realizando actualmente en paralelo con el proceso de integración final del instrumento.

El módulo, actualmente, se encuentra completamente integrado en una estructura que imita las dimensiones reales exigidas para una misión a Marte, tal y como puede verse en la figura 2.32. Como parte del trabajo futuro se encuentran

Figura 2.32: Prototipo 1 integrado. (a) Interior del módulo. (b) Aspecto exterior del módulo, las dimensiones son similares a las exigidas para su integración como carga útil en una misión de exploración planetaria.

una serie de acciones que se abordarán en los próximos meses y que son:

1. Integración del módulo en el ROVER lunar: LUVMI.

-
2. Inclusión de sensores térmicos conectados directamente al conversor AD externo de la tarjeta de control (CU).
 3. Mejora de los algoritmos de medida y traducción del código de control a los lenguajes de programación propios de las unidades centrales de proceso de las plataformas de integración a las que conectemos el instrumento.
 4. Obtención de más medidas que permitirán conocer los factores de ajuste empíricos para los datos de susceptibilidad, así como seguir testando el instrumento en diferentes situaciones de operación.

Referencias

- [1] C.Lavín, M. Díaz Michelena, C. Aroca, R. Kilian, O. Baeza, B. Langlais, J. Grösser. "Definition of instrument requirements and architecture. Design guidelines". 730041. Report. 2017.
- [2] C.Lavín, L. González, R. Marante, M. Díaz Michelena, J. L. Mesa Uña, J. de Frutos, M. A. Rivero, A. Ordoñez, V. Gonzalez, C. Aroca, M. Sanz, M. Maicas, M. Pérez, P. Cobos, R. Kilian. "Final Design Report: NEWTON instrument prototype 1". 730041. Report. 2018.
- [3] C.Lavín, L. González, R. Marante, M. Díaz Michelena, J. L. Mesa Uña, J. de Frutos, M. A. Rivero, A. Ordoñez, V. Gonzalez, C. Aroca, M. Sanz, M. Maicas, M. Pérez, P. Cobos, R. Kilian. "Final Design Report: NEWTON instrument prototype 2". 730041. Report. 2018.
- [4] C.Lavín, L. González, R. Marante, M. Díaz Michelena, J. L. Mesa Uña, J. de Frutos, M. A. Rivero, A. Ordoñez, V. Gonzalez, C. Aroca, M. Sanz, M. Maicas, M. Pérez, P. Cobos. "System Integration Report". 730041. Report. 2018.
- [5] C.Lavín, L. González, R. Marante, M. Díaz Michelena, J. L. Mesa Uña, J. de Frutos, M. A. Rivero, A. Ordoñez, V. Gonzalez, C. Aroca, M. Sanz, M. Maicas, M. Pérez, P. Cobos. "Calibration and functional verification". 730041. Report. 2018.
- [6] Honeywell "2-Axis Magnetic Sensor Circuit HMC6042".
- [7] Honeywell "1- and 2-Axis Magnetic Sensors HMC1001/1002/1021/1022".
- [8] M. Díaz Michelena, J. L. Mesa Uña, M. Pérez Jiménez, M. C. Maicas Ramos, P. Cobos Arribas, C. Aroca Hernández-Ros. "A novel induction-based devi-

ce for the measurement of the complex magnetic susceptibility”. Sensor and Actuators A. Vol 263. 71-479. 2017.

- [9] J. L. M. Uña, M. Pérez Jiménez, C. Lavín García, A. Arlensú Ordoñez Cencerado, C. Aroca Hernández-Ros, R. Marante, M. Díaz Michelena, L.Gonzalez. “New magnetometric devices for planetary exploration” EMC. 2019

Bloque III

Aplicaciones para defensa

Capítulo 3

Proyecto Bordidden

Sistema para el reconocimiento del modelo de coche mediante el análisis de su huella magnética

3.1. Introducción

Actualmente, existen acuerdos entre países que permiten la libre circulación de personas y vehículos a través de fronteras como en Europa, donde no existen controles fronterizos entre los estados miembros y firmantes de este tratado. Esto tiene como principal ventaja que agiliza mucho la economía y permite que se desarrolle el concepto de mercado global, pero tiene grandes inconvenientes como problemas de seguridad, delincuencia o narcotráfico.

Hasta ahora, el control automático de vehículos en frontera se realiza mediante la lectura de matrícula y su posterior verificación en bases de datos. Esto no evita el doblado de matrículas ni permite detectar las modificaciones ilegales de los vehículos, habitualmente usadas para transporte de mercancías u objetos prohibidos.

Se deben complementar estos métodos con otros que permitan detectar, en la medida de lo posible, el doblado de matrículas mediante la determinación de la marca y modelo del vehículo, de posibles modificaciones o de carga excesiva en el mismo.. En [1] se demostró la viabilidad del uso de medidas de perturbación

de campo magnético para la clasificación de aviones así como la determinación de la velocidad o la dirección de su movimiento. Existen, además, muchos otros trabajos que sirven como ejemplos de aplicaciones de sensores magnéticos tipo fluxgate para la obtención de datos relevantes sobre vehículos o el tráfico [2–7].

Otro aspecto importante sobre la detección e identificación de vehículos son los protocolos y algoritmos que se aplican para el procesado de los datos dados por los sensores. Algunos de ellos se enfocan en la determinación de la posición y velocidad [8–12], la clasificación por tamaños [13–15] y en el caso visto en [16], el sensor magnético sirve como disparador para una cámara con la que se obtiene una imagen que ayudará al reconocimiento del vehículo.

Sin embargo, en ninguno de estos trabajos se habla de una identificación aplicada a los coches sobre el modelo (y marca) empleando sensores magnéticos. En este capítulo se describe un sistema completo, tanto el hardware como el software, que identifica el modelo del coche que detecta, mediante la interpretación de su huella magnética. Para justificar este diseño y demostrar su viabilidad se presentan una serie de resultados obtenidos en distintos emplazamientos de medida y con una extensa variedad de vehículos.

3.2. Solución propuesta

Para la medida de la huella magnética se han empleado sensores magnéticos tipo AMR (Anisotropic Magnetoresistive). Son muchos los trabajos relacionados con el control del tráfico y detección de vehículos que los han empleado [17–19]. Antes de decidir qué tipo de sensores íbamos a usar se hizo un estudio sobre todos los existentes. Se llegó a la conclusión de que los AMR eran los más adecuados atendiendo a tres aspectos: el sistema completo iba a estar montado a la intemperie con condiciones climáticas muy duras, el precio del sensor y la sencillez de la electrónica asociada.

La firma magnética de un vehículo depende de la imanación inducida en él por el campo magnético terrestre y de su imanación remanente. La imanación inducida en el vehículo depende de características intrínsecas del mismo y de su orientación y situación en el campo magnético terrestre. Por otra parte, la imanación

remanente depende de la historia del vehículo. Por tanto una determinación de las características intrínsecas que permita la identificación de marca y modelo del vehículo no parece un problema de fácil solución.

El entorno también dificulta la determinación de la firma magnética así que el paso de vehículos por carriles adyacentes genera señales espúreas que también deben ser eliminadas.

El uso de un único sensor solo servía para detectar el paso de un vehículo, con errores ,que en la mayoría de ocasiones estaban producidos por el paso de vehículos por carriles próximos. Una mejora fue usar dos sensores de tipo AMR en contrafase separados a una distancia semejante a la longitud de un coche. Con ello se eliminaba el campo uniforme y parte de las señales producidas por vehículos próximos. Se descartó esta solución por la baja resolución que se obtenía de la topografía de los bajos del coche, y porque no eliminaba las señales debidas a la imanación remanente del vehículo, ni evitaba el efecto geográfico.

Por todo esto se decidió que había que generar un campo local que imanara algunas zonas del coche. Se optó por el uso de una red de imanes que indujera un campo sobre el vehículo a clasificar suficiente para poder identificar la topografía de las partes bajas. Se decidió emplear imanes de NdFeB de alta gama, debido a su alta imanación, y coercitividad.

La primera configuración de sensores e imanes es mostrada en la figura 3.1. Los dos sensores están situados en la dirección de marcha del vehículo, teniendo el primer sensor imanes alrededor. Los imanes se dispusieron de forma que hay un punto intermedio para todos los ejes, donde el campo magnético se anula y es donde se sitúa el sensor. Para encontrar este punto se fue monitorizando constantemente la medida del campo magnético en uno de los ejes y se movieron los otros dos imanes, hasta que dicha medida era cercana a cero.

En este setup la medida final es la diferencial de los dos sensores de tal forma que la medida asociada al campo magnético terrestre se anula en primera aproximación. También se anula la señal debida a la imanación remanente del coche y la imanación inducida en el mismo por el campo terrestre. Sólo que-

da registrada la medida del campo magnético inducido por los imanes menos la imanación remanente inducida por los mismos.

Figura 3.1: Posición de los sensores en la primera solución propuesta para realizar las medidas. La representación de los imanes corresponde al polo orientado hacia arriba, el que queda más cercano al vehículo cuando este pasa por encima del sistema.

Este setup para la medida se descartó porque había que compensar el campo producido por los imanes en segundo sensor y porque se variaba la imanación remanente del vehículo. Para evitar esto se pasó a la configuración definitiva que puede verse en la figura 3.2.

Figura 3.2: Segunda configuración propuesto para hacer las medidas. La representación de los imanes corresponde al polo orientado hacia arriba, el que queda más cercano al vehículo cuando este pasa por encima del sistema.

En la solución definitiva se han montado un total de 3 parejas de sensores como la anterior con imanes alternados de tal forma que al tomar los valores de campo obtenidos de manera diferencial en cada pareja se eliminan los efectos del campo

magnético terrestre, el campo inducido por el primer conjunto de imanes (según sentido de la marcha) y cualquier campo remanente que pueda tener el vehículo. Sólo se detectaba los cambios de imanación producidos en los bajos el coche. Estimamos que los cambios en la imanación detectados dependían en un exponente 5 de la distancia de los bajos de los coches al suelo.

Como parte de la demostración de que la configuración propuesta era el más adecuado, se realizaron una serie de medidas que sirvieron para cumplir con el primer objetivo del proyecto, que fue establecer una relación que permitiera saber si el vehículo detectado podía tener un peso que no correspondiera con el número de pasajeros, síntoma de llevar una carga anómala o doble fondo.

Para ello se hicieron varias medidas comparativas con pesos calibrados en el interior de un vehículo, cuya huella magnética es bien conocida, que sirvió como calibración, y se obtuvo lo mostrado en la tabla 3.1.

Y su representación puede verse en la figura 3.3. Con la obtención del polinomio de ajuste se tiene la relación matemática con la que se puede calcular de forma aproximada el peso del vehículo a partir de los datos tomados de los sensores. Se puede saber si existe algo irregular en el vehículo comparando la huella con sobrepeso con la huella calibrada estándar del coche y con una inspección visual de la carga visible o el número de ocupantes.

Tabla 3.1: Relación existente entre el sobrepeso simulado en el interior del vehículo y el campo medido en los sensores.

Weight (Kg)	B field ($G \cdot 10^4$)
0	6'66
125	8'01
250	7'99
375	8'76
500	9'8
625	11'5

Figura 3.3: Representación del campo magnético medido frente al peso (línea azul). La línea negra representa el polinomio de ajuste de grado 3 que es el que mejor se ajusta al comportamiento de los datos obtenidos.

3.3. Diseño del sistema de obtención de la huella magnética

La obtención de la huella magnética se hace mediante la conversión de valores de tensión, que son proporcionales al campo magnético medido por una serie de sensores. El sistema completo de adquisición de datos está dividido en 3 bloques conectados entre sí. Uno de los bloques contiene los sensores y su electrónica de control, el otro bloque contiene la etapa de adecuación de la señal de medida y obtención de parte de las señales de control de los sensores, el último bloque contiene los dispositivos encargados del preprocesado de los datos obtenidos, generación de paquetes y envío al PC donde una aplicación de usuario procesa los datos de las huellas magnéticas y las usa para el reconocimiento del modelo de coche.

3.3.1. Sensores

En la figura 3.4 puede verse un esquema de las PCBs que contienen los sensores HMC1022, que están formados por un puente de Wheastone, de tal forma que el sensor convierte cada campo magnético incidente en variaciones en la tensión de salida diferencial. Estos sensores miden sobre dos ejes coplanares y paralelos al plano de desplazamiento del coche.

Figura 3.4: Esquema general de las tarjetas que contienen el sensor. (a) Etapa de ajuste del offset, (b) Etapa de Set/Reset, (c) Etapa diferencial de salida.

Como puede verse en la figura 3.4, el circuito electrónico puede dividirse en varias etapas. Las etiquetas V_{REF} , $V_{DAC}(X)$, S/R , $(X)+$ y $(X)-$ son entradas y salidas y están conectadas a la PCB que actúa como interfaz. La “X” indica el canal A o B (cada uno de los dos ejes). La primera etapa, que se ha llamado etapa de offset, tiene como objetivo compensar el campo magnético remanente en la zona donde se instala el sensor. Esto se hace para que la medida sea a partir de cero estableciendo un punto de referencia a partir del cual, capturar la huella magnética. La siguiente etapa, denominada Set/Reset, es la encargada de introducir dos pulsos semejantes a los de la figura (de alta frecuencia y bajo voltaje) para llevar al sensor a condiciones iniciales antes de medir. Se trata de un proceso que exige el fabricante del dispositivo. La última etapa es la etapa diferencial de salida. Su objetivo es convertir las señales de salida del sensor en señales diferenciales para anular el ruido que aparezca como consecuencia de la distancia entre el sensor y la tarjeta interfaz.

3.3.2. Interfaz

El segundo bloque que compone el sistema completo es la PCB interfaz. Establece la conexión entre las tarjetas sensoras y el bloque de control, cuyo dispositivo central es un microcontrolador.

Figura 3.5: Esquema de las funciones de la PCB interfaz. (a) Generación de las señales de control de offset en las tarjetas sensoras. (b) Obtención de las señales de entrada a los ADCs del microcontrolador a partir de las señales diferenciales de los sensores. (c) Obtención de la señal de Set/Reset como salida de un buffer que amplifica en corriente la señal de control proveniente de la tarjeta del microcontrolador.

Como puede verse en la figura 3.5, este bloque tiene tres funciones. Por un lado genera las señales de control de offset de los sensores mediante un conversor digital analógico de cuatro canales de salida, que corresponderán a cada uno de los ejes de todos los sensores (sensores de uno a n). En esta tarjeta también se convierten las tensiones diferenciales que salen de los sensores en tensiones absolutas y adaptadas a las entradas de conversión analógico-digital del microcontrolador. Con los buffers 4009 se amplifica la señal Set/Reset de entrada proveniente del microcontrolador y a la salida se obtiene la señal con la tensión y corriente necesaria según lo indicado por el fabricante del HMC1022.

3.3.3. Microcontrolador

La PCB de control tiene como dispositivo principal el microcontrolador. En este elemento están programadas las rutinas encargadas de comunicación con

el PC de usuario, la obtención de datos a través de los conversores analógico-digital integrados, y las rutinas de generación de paquetes de información. Esta tarjeta también dispone de una memoria de almacenamiento controlada por I2C para almacenar la huella magnética que se obtenga de los sensores, y que es de lectura y escritura cíclica. Con el objetivo de que la información que se envíe al PC de usuario sea lo más completa posible, se incluye la hora a la que se hizo el registro de la huella y para ello, en esta tarjeta se ha instalado un reloj también controlado por I2C.

3.3.4. Configuración general

El sistema completo lo componen seis PCBs sensoras, una PCB de interfaz, una PCB de microcontrolador y cableado y demás dispositivos que dan soporte al sistema principal. Las seis PCBs sensoras se colocan en dos grupos de tres cada uno, rodeadas de imanes y a ambos lados de las otras dos PCBs tal y como se ve en la figura 3.6. Las tarjetas PCBS están unidas mediante cable plano a la interfaz y esta a su vez a la PCB del microcontrolador.

Figura 3.6: Esquema del setup completo. La flecha indica el sentido del desplazamiento del coche y la tarjeta sensora marcada con una D hace referencia al sensor detector. Las cajas grises hacen referencia a los badenes donde están colocadas cada una de las tarjetas.

La separación entre cada uno de los grupos es de aproximadamente el largo de un coche estándar. La separación una PCB sensora y sus imanes es de 20 cm y entre dos PCBs sensoras consecutivas es de 40 cm lo que hace que el largo de cada grupo de sensores sea aproximadamente igual al ancho de un coche.

Estas distancias son medias y no corresponden exactamente con las distancias reales ya que cada imán varía su distancia debido a que el campo que inducen no es el mismo en todos ellos. Se colocaron con criterios empíricos viendo en qué posición se anulaba el campo en el sensor. Para ello, en uno de los ejes de medida del sensor se coloca un imán con una orientación. Se inicia una medida continua de campo en dicho eje que será distinta de cero, alineado con ese imán en el mismo eje se sitúa otro con una orientación de campo distinta y se va desplazando a lo largo del eje hasta que el campo que mide el sensor es cero. Se puede ver un ejemplo en la figura 3.7.

Figura 3.7: De izquierda a derecha, el proceso de colocación de imanes en uno de los ejes del sensor. La flecha negra indica el eje de medida y el cuadro arriba a la derecha en cada imagen, el resultado devuelto por el sensor. En la primera imagen el imán orientado en sentido norte induce campo entrante al sensor. La medida es positiva y muy por encima de cero. Si el imán orientado en sentido sur, está cerca del sensor, el campo es muy intenso y la medida devuelta será negativa. Si se separa el imán el campo inducido en el sensor disminuye y la medida devuelta es cercana a cero.

Debido a que el sistema va a estar montado a la intemperie y las condiciones climáticas no tienen por qué ser siempre favorables, se protegieron todas las PCBs introduciéndolas en oquedades hechas en badenes de señalización de carretera. Además, se las cubrió de resina epoxy antihumedad.

La PCB sensora principal es la indicada en la figura 3.6 como detectora (D). Se encuentra situada en el centro del primer grupo de PCBs detectoras según el sentido de la marcha del coche. Es la encargada de generar el evento de disparo a

partir del cual el resto de PCBs empezarán a registrar los datos que van midiendo.

3.4. Captura de la huella magnética.

Cuando el usuario quiere capturar una huella magnética envía la orden correspondiente al microcontrolador y este ejecuta una rutina que tiene dos fases: la primera es una fase de espera activa. Los sensores capturan datos de manera constante (haciendo un Set/Reset cada vez que miden) y los almacenan en la memoria externa incluida en la PCB del microcontrolador de tal forma que, siempre que no haya ningún objeto detectado, la información de la memoria se van sustituyendo cuando llegan datos nuevos. La segunda se inicia cuando se detecta un objeto. Esto se sabe porque el microcontrolador obtiene el valor de campo dado por el sensor de la PCB detectora. Cuando dicho valor supera un cierto umbral el sistema entra en modo de registro de la huella magnética.

Una vez que se han completado estas dos fases el microcontrolador registra la hora y almacena en una variable la posición en la memoria I2C donde se estaban almacenando datos cuando se produjo la condición de disparo. La información de los sensores va llenando la memoria y cuando está llena, el microcontrolador manda la información contenida en la memoria en paquetes de datos para que el PC de usuario pueda construir la huella magnética y llevar a cabo la identificación.

La conversión que realiza el microcontrolador de la tensión devuelta por los sensores tiene como resultado una palabra de 10 bits, dividida en dos bytes. El primer byte (menos significativo) contiene exclusivamente información sobre la tensión de salida de los sensores. El segundo byte (más significativo) contiene los dos bits altos de la conversión e información sobre el eje del sensor que ha dado ese dato y la hora a la que lo dio. Como cada sensor se divide en dos ejes habrá un total de 12 identificadores ($6 \text{ sensores} \times 2 \text{ ejes}$).

La información llega al PC y se almacena como un fichero de texto con un total de trece columnas y alrededor de trescientas filas (trescientas medidas por cada eje y sensor). Las doce primeras columnas corresponden a los datos de los ejes de cada uno de los sensores y la última fila proporciona información adicional sobre el segundo en que se realizó dicha medida, complementando la información adi-

cional que se genera en el propio archivo donde se indica la fecha de la detección.

Cuando el microcontrolador termina de enviar los datos correspondientes a la huella magnética, vuelve a la fase de espera activa. Primero, el microcontrolador inicia la puesta a 0 de todos los sensores. Una vez que todos los sensores vuelven a su estado de inicio, el microcontrolador empieza a registrar los valores del campo magnético y grabarlos en la memoria.

Figura 3.8: Diagrama de bloques donde se explica la rutina de obtención de la huella magnética.

Aparte de las subrutinas que permiten que el registro y envío de la huella magnética sea un proceso automático, se han programado otra serie de rutinas que per-

miten realizar el control de ciertas partes del sistema de forma independiente. Es el caso de la puesta a cero de los sensores, enviar el pulso de set/reset, medir de forma aislada con cada sensor, mandar ciertas direcciones de la memoria, etc.

3.5. Obtención de la base de datos.

La información dada por los sensores a través de paquetes de información que llegan al PC se ha procesado usando código de análisis matemático escrito en MATLAB. Este código se basa en el análisis de la serie de Fourier de tal forma que cada uno de los coeficientes se procesan con el objetivo de obtener valores distintos que permitan situar cada señal dentro de un espacio vectorial. Por ello hay que distinguir entre el reconocimiento y obtención del patrón de señales y lo que es en sí la colocación de una señal cualquiera, dentro del área correspondiente al patrón o fuera de esa zona. Entendemos el patrón como la señal asociada a un vehículo sin ningún tipo de alteración, cuya huella magnética se obtendría en condiciones estándar. Este patrón es el que más se parece a todo el resto de huellas capturadas sobre un mismo modelo de vehículo. Los distintos patrones están en el campo vectorial, generándose zonas donde los puntos más próximos a dicho patrón serán los más fácilmente reconocibles.

Se ha empleado el análisis de los coeficientes de la serie de Fourier porque se descartan las dispersiones temporales de la señal y se elimina el término de continua. Los coeficientes de baja frecuencia se asocian a elementos grandes dentro de la estructura y los de alta frecuencia a elementos pequeños.

3.5.1. Códigos para la creación de la base de datos.

Debido a que no existen trabajos previos parecidos a este, y por tanto no hay un registro de huellas magnéticas anterior, se tuvo que hacer una base de datos antes de pasar al reconocimiento en sí. Se empleó análisis matemático en MATLAB en una serie de códigos cuyas funciones son las siguientes:

1. **Obtención del patrón de huella magnética.** Esta función es el código raíz. Organiza las huellas en carpetas de modelos de coches y en función de la etapa de post-procesado de los datos. También llama a otra serie de funciones que se explicarán más adelante.

2. **Normalización en el tiempo.** Es una función a la que se llama desde el código raíz explicado anteriormente. Esta función se encarga primero de escalar las señales en amplitud, para que estén expresadas en voltios frente a número de muestra, a continuación eliminar toda la información almacenada en la memoria que sea irrelevante para el cálculo de los coeficientes, después colocar las señales obtenida por los sensores de la segunda línea en sentido de la marcha haciéndola coincidir en tiempo con las señales de la primera línea y por último obtener la señal diferencial, como la resta de la información de cada uno de los ejes de los sensores de la primera línea con los sensores de la segunda línea.

3. **Cálculo de la serie de Fourier.** Emplea los datos obtenidos después de la normalización en tiempo de las huellas capturadas y calcula la serie armónica de Fourier hasta el coeficiente 35. Los datos relativos a la estructura de los bajos del coche aparecerán como valores de amplitud en cada coeficiente, así como los elementos que se deban a modificaciones hechas de manera irregular. La ecuación 3.1 es la empleada para la obtención de los coeficientes.

$$\sum_{j=1}^{filas} \frac{2b_{j,k} \text{sen} \frac{ij\pi}{filas}}{filas} \quad (3.1)$$

4. **Comparación de coeficientes.** Esta función es la encargada de la comparación de los coeficientes que se han calculado de una señal entrante, con los almacenados en una variable que es la matriz de coeficientes. Esta matriz está compuesta por los coeficientes (asociados a un modelo) que más se parecen entre sí, es decir, cuya dispersión cuadrática sea menor. Cuando una nueva huella es capturada y el usuario decide que esa huella corresponde a un modelo concreto, puede sustituir a alguna de las huellas que ya estaban almacenadas si su grado de semejanza es mayor que aquella a la que sustituye.

5. **Calcular el patrón.** Esta función obtiene un patrón de huella magnética a partir de la media de los coeficientes de Fourier de las tres señales almacenadas en la matriz de coeficientes.

6. **Reconocimiento.** Esta función normaliza en el tiempo cada una de las señales obtenidas y las compara con la base de datos. El espacio vectorial

está dividido en zonas delimitadas por los valores máximos y mínimos de los coeficientes que son las dimensiones que definen el espacio. La asignación de un modelo a una huella consiste en ver en qué zona se sitúan cada uno de los coeficientes dentro de dicho espacio.

Con el fin de añadir información estadística al trabajo realizado se incluyó el código de **conteo de vehículos** cuya función es la de saber el número de coches de un modelo que forman parte de la base de datos.

3.5.2. Construcción de la base de datos y asignación del modelo a la huella magnética.

Se han desarrollado dos métodos para la asignación del modelo a la huella magnética capturada y la construcción de la base de datos: el primer método emplea una foto tomada en el momento de la detección del vehículo, que permite al usuario de la aplicación hacer la identificación. Al terminar la asignación se compara la huella con las almacenadas de un modelo. Con el código de comparación de los coeficientes se decide si la huella recién obtenida debe pasar a formar parte de las huellas a partir de las que se calcula el patrón.

El segundo método se basa en el análisis de la posición que ocupa una huella dentro del conjunto de todas las huellas ordenadas según su grado de parecido con la huella recién obtenida. Es decir, se compara la huella con todas las existentes y se establece un orden que se va a denominar “orden A”. En este conjunto ordenado, los dos últimos elementos son los más diferentes a la huella capturada y servirán para establecer el llamado “orden B”. Este orden volverá a organizar todas las huellas almacenadas en función del grado de parecido con los dos elementos finales del “orden A”. Así se establecen dos condiciones para la agrupación en zonas del campo vectorial por un lado, lo parecida que sea una huella a los dos elementos primeros dentro del “orden A” y lo más alejada que está dicha huella de los elementos del principio en el “orden B”.

Figura 3.9: Ejemplo de la asignación por análisis de la semejanza.

En la figura 3.9 se puede ver un ejemplo de cómo se realiza la asignación por análisis de semejanza. La comparación del grado de parecido de una huella con todas las almacenadas da como resultado el conjunto ordenado “orden A”. La huella llamada C no está claramente dentro del grupo formado por la huella comparada y las huellas A y B. El “orden B” se realiza a partir de la comparación de M y N y como C está situada entre las huellas B y A sí se confirma que pueda formar parte de esa zona del campo vectorial.

3.6. Resultados.

El sistema completo se probó en dos localizaciones distintas. El objetivo era tener una gran cantidad de capturas distintas de todo el posible parque móvil de la región. Se estableció un tiempo suficiente para generar la base de datos y cuando se tuvieron suficientes capturas se empezó con la identificación.

De toda la base de datos se hizo reconocimiento sólo con aquellos modelos que tuvieran un número de capturas por encima de las 22. Como se ha dicho anteriormente de esas 22 capturas sólo 3 forman parte de la matriz de huellas y por tanto son las que se emplean para hacer el patrón. Cuantas más capturas haya, más ajustado es el patrón que se crea.

Los modelos con los que se trabajó se pueden ver en la tabla 3.2.

Tabla 3.2: Modelos de la base de datos que se usaron para el reconocimiento de huellas magnéticas.

Brand	Model	Footprints
Citroën	Berlingo	34
Citroën	Xsara	24
Ford	Focus	25
Opel	Corsa	23
Renault	Megane	27
Seat	Ibiza	41
Seat	Toledo	24
Skoda	Octavia	28
Wolkswagen	Golf	26

El programa de reconocimiento calcula el valor de dispersión medio de los primeros 35 coeficientes de la serie de Fourier. El modelo de coche menos dispersivo dará la identificación. A fin de tratar y analizar mejor los datos, se han normalizado los valores de dispersión usando el valor que se obtiene del modelo elegido.

Se empieza mostrando los resultados de aquellos modelos de coche que más se repitieron, en tablas donde se ven los datos de dispersión normalizados para cada captura.

Tabla 3.3: Valores de dispersión calculados y normalizados relativas a las capturas cuya identificación es *Citroën Berlingo*.

Brand	Model	Footprints	Dispersion(1)	Dispersion(2)
Citroën	Berlingo	34	1	1
Citroën	Xsara	24	2'63	2'01
Ford	Focus	25	1'48	3'14
Opel	Corsa	23	1'66	1'33
Renault	Megane	27	2'67	2'29
Seat	Ibiza	41	7'11	8'45
Seat	Toledo	24	1'68	3'88
Skoda	Octavia	28	5'36	6'76
Wolkswagen	Golf	26	5'42	6'97

En la tabla 3.3 se pueden ver los resultados asociados al modelo *Citroën Berlingo*. Una vez que se terminó la fase de la creación de la base de datos, se hicieron dos capturas donde se pudo comprobar de forma visual que el resultado era correcto. En la tabla 3.3 también puede verse como el comportamiento de las dispersiones para cada modelo es similar, lo que se muestra en la figura 3.10.

Figura 3.10: Gráfica con la comparación de los valores de dispersión normalizados para cada modelo.

Otra importante conclusión, es que empleando los resultados mostrados en la tabla 2 puede verse el modelo más diferente al identificado. En este caso se trata del *Ibiza* de la marca *Seat*. Empleando el método de identificación por análisis de semejanzas, el modelo *Berlingo* estaría situado en la parte alta del conjunto ordenado y nombrado como “Orden A”, mientras que el modelo *Ibiza* quedaría situado en la parte baja.

En la tabla 3.4 se pueden ver el resultado del mismo análisis pero para las capturas identificadas como *Seat Ibiza*. En la figura 3.11 se ve la gráfica que representa las dispersiones para cada modelo y que demuestra que el espectro es diferente al caso del modelo *Berlingo*, visto antes.

Tabla 3.4: Resultados obtenidos para capturas con la identificación *Seat Ibiza*.

Brand	Model	Number	Dispersion(1)	Dispersion(2)
Citroën	Berlingo	34	2'37	2'7
Citroën	Xsara	24	1'37	1'79
Ford	Focus	25	3'38	3'45
Opel	Corsa	23	1'82	2'14
Renault	Megane	27	1'43	1'55
Seat	Ibiza	41	1	1
Seat	Toledo	24	3'72	3'86
Skoda	Octavia	28	1'71	1'52
Wolkswagen	Golf	26	1'21	1'13

Figura 3.11: Resultados de los valores de dispersión de cada uno de los modelos cuando la identificación es *Seat Ibiza*.

A continuación se pueden ver los resultados para las huellas identificadas como *Seat Toledo*. Se tomaron un total de 4 capturas de este modelo y los resultados se pueden ver en la tabla 3.5 y la figura 3.12.

Tabla 3.5: Resultados obtenidos para capturas con la identificación *Seat Toledo*.

Brand	Model	Number	Disp. (1)	Disp.(2)	Disp.(3)	Disp.(4)
Citroën	Berlingo	34	1'54	1'86	1.71	1.53
Citroën	Xsara	24	1'86	1'79	1'8	1'69
Ford	Focus	25	1'97	1'88	1'79	1'8
Opel	Corsa	23	1'54	1'51	1'65	1'53
Renault	Megane	27	1'59	1'57	1'64	1'71
Seat	Ibiza	41	2'46	2'93	2'25	2
Seat	Toledo	24	1	1	1	1
Skoda	Octavia	28	1'81	1'93	1'69	1'67
Wolkswagen	Golf	26	1'59	1'71	1'65	1'29

Figura 3.12: Resultados de los valores de dispersión de cada uno de los modelos cuando la identificación es *Seat Toledo*.

A continuación se pueden ver los resultados para los otros modelos de coche capturados: *Skoda Octavia*, *Citroën Xsara* y *Wolkswagen Golf*. En todos ellos se ven valores de dispersión para cada modelo con rangos distintos lo que genera espectros diferentes.

Tabla 3.6: Valores de dispersión para una huella identificada como *Skoda Octavia*.

Brand	Model	Number	Dispersion
Citroën	Berlingo	34	1'79
Citroën	Xsara	24	1'15
Ford	Focus	25	2'82
Opel	Corsa	23	1'49
Renault	Megane	27	1'21
Seat	Ibiza	41	1'02
Seat	Toledo	24	2'99
Skoda	Octavia	28	1
Wolkswagen	Golf	26	1'26

La gráfica que corresponde a los resultados de la tabla anterior puede verse a continuación. Y como puede comprobarse, la distribución sigue una tendencia muy diferente de los modelos vistos anterior y posteriormente.

Figura 3.13: Resultados de los valores de dispersión de cada uno de los modelos cuando la identificación es *Skoda Octavia*.

Tabla 3.7: Valores de dispersión para una huella identificada como *Citroën Xsara*.

Brand	Model	Number	Dispersion
Citroën	Berlingo	34	1'22
Citroën	Xsara	24	1
Ford	Focus	25	1'28
Opel	Corsa	23	1'11
Renault	Megane	27	1'28
Seat	Ibiza	41	1'41
Seat	Toledo	24	1'22
Skoda	Octavia	28	1'53
Wolkswagen	Golf	26	1'07

Al igual que pasa en el caso anterior, se puede ver como la figura que describen los puntos correspondientes a la tabla 3.7 es muy diferente de las vistas anteriormente.

Figura 3.14: Resultados de los valores de dispersión de cada uno de los modelos cuando la identificación es *Citroën Xsara*.

Tabla 3.8: Valores de dispersión para una huella identificada como *Wolkswagen Golf*.

Brand	Model	Number	Dispersion(1)
Citroën	Berlingo	34	1'8
Citroën	Xsara	24	3'17
Ford	Focus	25	1'2
Opel	Corsa	23	1'73
Renault	Megane	27	1'03
Seat	Ibiza	41	2'97
Seat	Toledo	24	3'13
Skoda	Octavia	28	5'67
Wolkswagen	Golf	26	1

Figura 3.15: Resultados de los valores de dispersión de cada uno de los modelos cuando la identificación es *Wolkswagen Golf*.

3.7. Conclusiones y trabajo futuro.

En este trabajo se ha explicado el diseño de un sistema para la adquisición de la huella magnética del bajo del coche con el objetivo de emplear los datos recogidos para llevar a cabo el reconocimiento de la marca y el modelo del coche.

Este sistema está basado en sensores de tipo AMR que miden magnetoresistencia. Se ha visto que son los más adecuados dadas las prestaciones en cuanto a sensibilidad, simplificación de la electrónica asociada y sobre todo, teniendo en cuenta de que el sistema completo debía montarse a la intemperie.

Se diseñaron un total de 3 tipos de PCBs para la creación de un sistema autónomo que fuera capaz de:

1. Detectar el vehículo.
2. Capturar su huella magnética.
3. Discriminar las señales que no fueran estrictamente relativas al vehículo.
4. Generar los paquetes de información con los datos de campo medido.
5. Transmitir dichos paquetes de datos a un ordenador que hiciera el procesamiento de la huella magnética.
6. Poner el sistema a cero y a la espera de una captura posterior.

Todo el sistema se montó a la intemperie con medios de protección antihumedad y frente a los daños mecánicos que pudieran producirse. Después de algunos intentos fallidos de protección se optó por montar las PCBs dentro de badenes de tráfico con silicona antihumedad.

Se eligieron 2 ubicaciones distintas ya que el principal problema que hemos tenido siempre ha sido conseguir una base de datos abundante y variada de modelos de coches. Esto es complicado ya que el número de modelos que se tiene en una zona geográfica es limitada, ya que intervienen factores como la distribución de marcas, la renta de la población, etc. Estas 2 ubicaciones fueron:

1. Centro de Inspección Técnica de Vehículos (ITV) de la ciudad de Getafe.
2. Parking de la guardia civil del aeropuerto Adolfo Suárez Madrid-Barajas.

Se obtuvieron datos suficientes como para poder desarrollar dos métodos de identificación de modelos, uno de ellos basado en la transformada de Fourier, asociando las componentes en frecuencia de las señales con piezas magnéticas grandes (frecuencias bajas) y las piezas pequeñas (frecuencias altas). El otro método se

basó en reordenaciones de los modelos de la base de datos de tal forma que se analizó el orden estableciendo zonas de parecido. Aquellas huellas que estuvieran próximas debían ser de un mismo modelo.

En la sección correspondiente a resultados se puede ver que empleando dichos métodos el reconocimiento de aquellos modelos con una extensa base de datos está garantizado casi al 100 %.

Durante el tiempo de la tesis, se estableció, además otro método de identificación basado en el parecido con respecto a otros modelos, obteniendo unos patrones de gráficas característicos de cada modelo. Esto sirve como prueba de que la huella magnética es única para cada modelo y como prueba, también, de que los métodos de análisis son correctos para esta aplicación.

Como trabajo futuro la principal prioridad es la obtención de más modelos para la base de datos. La mejor forma de hacerlo es intentando instalar el sistema en una región geográfica diferente. Aunque esto no sería una prioridad real. La puesta en funcionamiento del sistema debe hacerse cuando dicho sistema lleve un tiempo montado en el sitio donde va a operar. De esta forma se garantiza la obtención de una gran cantidad de huellas con las que comparar medidas en unas condiciones de contorno que se van a mantener durante todo el tiempo que el sistema esté funcionando.

A parte de aumentar la base de datos, como se acaba de decir, será fundamental hacer mejoras en el software de captura de datos y puesta a cero de los sensores (una vez que los datos obtenidos se han enviado al ordenador para el post-procesamiento). También se debe explorar la posibilidad de actualizar la electrónica y tal vez instalar una versión mejorada de los sensores AMR.

Por último es importante que se mejore el sistema de aislamiento de todos los circuitos electrónicos para evitar daños por humedad o estrés mecánico. Para ello puede pensarse en practicar rozas en el asfalto donde vaya a estar instalado el sistema, o algún medio de aislamiento basado en cajeados o silicona impermeables.

Referencias

- [1] B. Tamayo, F. Sempere, M. Hernandez et al. "Magnetometric Sensor to Control the Ground Traffic of Aircraft". Sensors and Actuators A. Vol. 37-8. 442-448. 1993.
- [2] J. F. Scarzello, D. S. Lenko, R. E. Brown et al., "SPVD - magnetic vehicle detection system using a low-power magnetometer." IEEE Transactions on Magnetism. Vol. 14. 574-576. 1978.
- [3] B. Tamayo, F. Sempere, M. Hernandez et al., "Magnetometric sensor to control the ground traffic of aircraft," Sensors and Actuators A. Vol. 37-8. 442-448. 1993.
- [4] S. V. Marshall, "Vehicle detection using a magnetic-field sensor". IEEE Transactions on Vehicular Technology. Vol. 27. 65-68. 1978.
- [5] P. Ripka, "Magnetic sensors for traffic control," IMEKO - XV. World Congress. Measurement to Improve the Quality of Life in the 21st Century - Measurement Helps to Coordinate Nature with Human Activities - Vol. X. TEG-17. ISMCR'99 Topical Workshop on Virtual Reality and Advanced Human-Robot Systems, pp. 241-6, 1999, 1999
- [6] C. T. Christou, and G. M. Jacyna. "Vehicle detection and localization using Unattended Ground Magnetometer Sensors". 13th International Conference on Information Fusion. 2010.
- [7] K. Jakubiuk, M. Czyzak, R. Smyk et al., "Measurement of magnetic signals of vehicles with denoising by matched filtering with FPGA FFT processor". Przegląd Elektrotechniczny. Vol. 88. 319-324. 2012.
- [8] H. Zhu and F. Yu. "A cross-correlation technique for vehicle detections in

- wireless magnetic sensor network". IEEE Sensors Journal. Vol 16. 4484-4494. 2016.
- [9] Q. Wei and B. Yang. "Adaptable vehicle detection and speed estimation for changeable urban traffic with anisotropic magnetoresistive sensors". IEEE Sensors Journal. Vol 17. 2021-20128. 2017.
- [10] Z. Zhang, T. Zhao, X. Ao and H. Yuan. "A Vvehicle speed estimation algorithm based on dynamic time warping approach". IEEE Sensors Journal. Vol. 17. 2456-2463. 2017.
- [11] E. Jouseau, B. Dorizzi. "Neural networks and fuzzy data fusion. application to an on-line and real time vehicle detection system". Pattern Recognition Letters. Vol. 20. 97-107. 1998.
- [12] X. Gao, S.Yan and B. Li. "A novel method of localization for moving objects with an alternating magnetic field". Sensors. Vol.7. 2017.
- [13] S. Taghvaeeyan and R. Rajamani. "Portable roadside sensors for vehicle counting, classification, and speed measurement". IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, Vol. 15. 73-83. 2014.
- [14] J.Lan, Y. Xiang, L. Wang Y. Shi. "Vehicle detection and classification by measuring and processing magnetic signal". Measurement. Vol. 44. 174-180. 2010.
- [15] S. Vancin and E. Erdem. "Implementation of the vehicle recognition systems using wireless magnetic sensors". Sadhana-Academy Proceedings in Engineering Sciences. Vol. 42. 841-854. 2017.
- [16] R.Wang, L. Zhang, K. Xiao, R.i Sun and L. Cui. "Easisee: real-time vehicle classification and countin via low-cost collaborative sensing". IEEE Transactions of Intelligent Transportation Systems. Vol. 15. 414-424. 2014. [
- [17] R. V. Cirilo Gimeno, M. Pla-Castells, A. García- Celda and J.J. Martínez. "Estimation of signals generated by AMR sensors for the simulation of magnetic models of vehicles". 13th Annual Industrial Simulation Conference. 2015.

- [18] R. V. Cirilo Gimeno, M. Pla-Castells, A. García- Celda and J. Martínez Plumé. "Improving similarity measures for re-identification of vehicles using AMR sensors". 9th International conference on information, communications and signal processing. 2013.
- [19] Xi Sheng, LiRui Qing Kang, Yan Xia Liu, et al., "High Accuracy AMR Magnetometer and Its Application to Vehicle Detection". doi: 10.4028/www.scientific.net/AMR.443-444.150. 2012.

Capítulo 4

Proyecto HERAKLES

”A deep learning algorithm for recognizing size and trajectory vessels patterns in shallow areas based on magnetic field measurements using flux-gate sensors.”

La necesidad de controlar embarcaciones en zonas de poca profundidad marítima como costas, puertos o pantalanés, empieza a adquirir un gran interés. Por eso, dentro del proyecto HERAKLES [1] se ha trabajado en la sensorización de una red de nodos para conseguir un método que permita la vigilancia, la identificación y seguimiento de objetivos. La información obtenida en cada uno de los nodos se comparte y se emplea de manera colaborativa de tal forma que es obligado hablar de una estructura de red. En la actualidad existe un gran desarrollo en el ámbito de las redes subacuáticas basadas en varios tipos de sensores [2, 3] para redes de detección, identificación, vigilancia o ayuda a la navegación [4–6] o para otras aplicaciones como uso científico [7] o como redes de comunicaciones para varios usos [8].

De todos los tipos distintos de sensores que se emplean en aplicaciones subacuáticas los más extendidos para detección e identificación son los sensores de tipo sonar. Se trata de una tecnología relativamente antigua que se ha ido perfeccionando durante muchos años. Está basada en el uso de ondas sonoras. Cuando dichas ondas se encuentran en la banda del espectro audible (2KHz-20KHz) a los sonar se les llama hidrófonos.

Actualmente la tecnología sonar justifica totalmente su uso como elemento principal dentro de las redes de identificación y detección de objetos. Existen muchos ejemplos en la literatura donde se pone de manifiesto las ventajas del uso de estos dispositivos para la ayuda en la navegación de vehículos subacuáticos [9], detección de objetos sumergidos [10, 11] o estimación del tamaño de los mismos [12].

En este trabajo se plantea la instalación de una serie de sensores magnéticos combinados con hidrófonos, en los nodos de una red sumergida, de tal forma que la información obtenida por ambos sensores permita mejorar la detección e identificación que se hacía hasta ahora empleando sólo tecnología sonar. Los sensores magnéticos ofrecen información relativa al tamaño y la distancia del objeto [13] y mediante procesamiento de la señal recibida se puede averiguar la trayectoria que está siguiendo dentro del área de la red. De esta forma se obtiene información relativa a la navegación de embarcaciones (dirección, velocidad, etc) cuyo tamaño dificulta la identificación mediante otros métodos, además de tratarse de vehículos considerados no colaborativos, es decir, que no llevan ningún dispositivo instalado que contenga y transmita información accesible por las autoridades de control como portuarias u otras entidades de vigilancia.

Este trabajo se ha dividido en 3 partes:

1. En la primera parte se habla de hardware necesario para manejar los sensores magnéticos: una pequeña explicación sobre los sensores empleados, la electrónica de excitación de señal y de medida de campo magnético y se incluye la mención de un circuito de calibración necesario para anular la posible contaminación en la medida ocasionada por la existencia de objetos en el entorno de medida que no son embarcaciones como tal.
2. La segunda parte son las simulaciones que se han hecho para justificar el uso de los sensores magnéticos junto con el análisis de las mismas y la descripción del proceso de triangulación que debiera hacerse con los nodos sensorizados para la obtención del tamaño del objeto y su localización dentro de la red.

Como alternativa a este procedimiento hemos desarrollado otro método usando los datos obtenidos en las simulaciones como entradas en una red

neuronal que da como resultado información más precisa y extensa sobre el tamaño de la embarcación, su localización y la trayectoria que sigue.

3. La tercera parte de este trabajo describe el uso de la red neuronal y lo justifica como la mejor solución de las que se han implementado.

4.1. Comparación de sensores

Existen muchos tipos de sensores magnéticos. La mayoría de ellos son comerciales y se venden como integrados electrónicos. Otros se fabrican de manera más específica para cada aplicación adaptándolos a requisitos de tamaño, peso, sensibilidad, etc.

En el trabajo presentado en [14] se hace una recopilación de las principales características de distintos tipos de sensores magnéticos. Para la aplicación requerida se valoró el uso de sensores de anisotropía magnetoresistiva (AMR) y sensores fluxgate. Se estudió las prestaciones que permitían cada uno en los aspectos siguientes:

1. Sensibilidad y resolución requeridas. La detección se produce al medir variaciones de entre $10nT$ a $100nT$ sobre el campo magnético terrestre estimado en $64\mu T$.
2. Ancho de banda de funcionamiento. Los sensores están colocados a una cierta distancia de la unidad de control, por lo que la excitación de los mismos será en AC para evitar ruido.
3. Características físicas. El espacio proporcionado por el nodo de comunicaciones limita las dimensiones de los sensores en tamaño y peso.
4. Precio de los sensores.

Las características de tamaño y peso de los sensores así como su precio, no parecen determinantes para descartar un tipo u otro. Los sensores fluxgate son tanto más caros cuanto más sensibilidad requieran, sin embargo, la electrónica asociada es más simple que los AMR, que se fabrican como dispositivos integrados pero requieren configuraciones electrónicas más complejas para poder funcionar. En cuanto al tamaño, los fluxgate son tan grandes como grandes sean los núcleos de

ferrita que los componen. Además, factores como el tipo de núcleo, número de vueltas por arrollamiento en el primario y secundario influyen en aspectos que sí son determinantes, como la sensibilidad o la resolución. Pero, incluso en requerimientos muy exigentes, las dimensiones del fluxgate no lo hacen imposible de implementar.

Los sensores se van a colocar a una distancia que variará entre los 6 y los 30 metros con variaciones por la oscilación de la embarcación debida al oleaje estimada en 1 metro. A esta distancia, el campo inducido por el objeto que mide el sensor está comprendido entre 100 y 200nT para un tamaño estándar de objeto, y las variación por metro se estima entre 10 y 50nT por lo que los parámetros de resolución y sensibilidad son determinantes a la hora de escoger un tipo de sensor. Los fluxgate permiten resoluciones inferiores a 100pT mientras que los AMR tienen resoluciones de 8'5nT. Si se compara su sensibilidad, los primeros pueden dar $1 \cdot 10^5 V/T$ mientras que los AMR darán 50V/T.

Por último se compara el ancho de banda. Este parámetro es importante porque da los valores de frecuencia en los que es preferible hacer trabajar al sensor. Para que no se generen interferencias con las comunicaciones entre nodos se elige una banda de funcionamiento en torno a las decenas de KHz. Se ha pensado en una frecuencia del tono fundamental de alrededor de 15KHz. Esta frecuencia no interfiere con ninguna otra frecuencia empleada en el resto del sistema y es adecuada para la excitación del núcleo. El ancho de banda de los fluxgate se extiende a partir de los 5KHz y el ancho de banda de los AMR va desde la corriente continua hasta los 5MHz (aproximadamente).

Se elige, por tanto los sensores de fluxgate debido a que son los que mejores prestaciones en cuanto a resolución y sensibilidad presentan, siendo el resto de parámetros igual de válidos en los dos tipos de sensores.

4.2. Solución propuesta

4.2.1. Cabeza sensora

El sensor utilizado es un fluxgate formado por dos núcleos de material magnético colocados en contra fase, para eliminar la presencia del tono fundamental y un arrollamiento secundario. Además se incluye un sistema de compensación del campo terrestre (calibración del cero) compuesto por una tercera bobina. El modelo es similar al empleado en [13].

Para mejorar la sensibilidad se empleó como núcleo de material magnético entre 7 y 10 cintas de $1.5\text{mm} \times 35\text{ mm}$ de METGLAS 2714A, que es una aleación de material amorfo basada en cobalto. Para los arrollamientos del sensor y bobinas de compensación, se empleó hilo de 0.02mm y se dieron una media de 50 vueltas por núcleo del primario y en torno a 20 vueltas para cada bobina de calibración. Para el arrollamiento secundario el número de vueltas se estimó en 30.

4.2.2. Sistema de control y medida

La electrónica de control y medida de segundo armónico que se ha diseñado se divide en dos bloques. Por un lado, los elementos encargados de la generación de la señal de excitación del sensor y por otro lado los dispositivos encargados de la detección, medida y almacenamiento de la tensión en el secundario. Para diseñarlo se ha seguido un modelo similar al empleado en el proyecto NEWTON, basado en un amplificador lock-in implementado con un rectificador de onda completa como se va a explicar a continuación. El esquema general puede verse en la figura 4.1.

El elemento que controla el circuito es un microcontrolador configurado en modo esclavo con una conexión serie de tipo SPI a través de la que se controlan los dispositivos de generación de señal y el ADC de lectura del segundo armónico.

Mediante cargas en los registros de los dos osciladores se generan dos señales. Una será la de excitación del sensor y la otra la de referencia para el lock-in. En el oscilador de la señal de excitación del sensor se controla la frecuencia, la fase y la forma de la señal. Mediante la carga en los registros del DAC se controlan la amplitud de la señal. En el último paso previo a la entrada en la cabeza sensora,

Figura 4.1: Diagrama de bloques del sistema.

se amplifica la señal mediante la conexión de un amplificador de potencia. Tanto el generador de la señal de sensor magnético como el generador de la señal de referencia están conectados a un reloj de 1MHz que los sincroniza.

La salida del sensor (secundario) se conecta a un amplificador de ganancia variable y la salida a un rectificador de onda completa implementado mediante un demodulador y un filtro paso bajo activo con frecuencia de corte por debajo de los 5KHz. Dicho filtro está formado por un filtro de 2º orden y otro de primer orden.

El último elemento de la cadena lo forma un conversor analógico digital de 12 bits que envía los datos de conversión al microcontrolador mediante la conexión SPI.

La cabeza sensora también se conecta a un sistema de calibración, o compensación de campo, compuesto por una bobina controlada por un sistema de comparación, implementado en el propio micro y un conversor digital- analógico. Este conjunto permite controlar un sistema de regulación de corriente, mediante la que se puede compensar el nivel de tensión que aparece en el secundario del sensor y que es consecuencia del campo magnético terrestre y de otros elementos del entorno del sensor.

4.2.3. Funcionamiento general

El sistema funciona mediante un bucle de señal. Es decir, se genera una señal de excitación que entra al primario del sensor. Después de esto se realiza la calibración para asegurarse de que no existe tensión en el secundario que pueda variar el valor real de medida de campo magnético. Una vez finalizado el proceso de calibración se inicia la detección de objeto mediante el algoritmo que puede verse en la figura 4.2

Figura 4.2: Algoritmo implementado en el microcontrolador para la detección y medida del segundo armónico.

4.3. Simulaciones

Se han realizado una serie de simulaciones para obtener datos sobre el campo magnético que permitieran crear un algoritmo para averiguar el tamaño de la embarcación y su ruta aproximada.

Las simulaciones se han hecho con el programa AMPERES. En este programa se resuelven las ecuaciones de Maxwell para el campo magnético mediante el malla-
do de las superficies que se quieren estudiar. Se han simulado 4 objetos con forma de plancha de material ferromagnético de dimensiones $4\text{m} \times 2\text{m}$, $8\text{m} \times 4\text{m}$, $20\text{m} \times 10\text{m}$ y $40\text{m} \times 20\text{m}$, se han escogido estas dimensiones porque se consideran

las más representativas de los tamaños reales de embarcaciones. Se ha simulado a diferentes alturas del lecho marino: 7'5m, 10m, 20m, y 30m.

Los resultados obtenidos son matrices de alrededor de 60000 filas con 4 columnas donde se representan las 3 coordenadas espaciales y el dato de campo magnético en ese punto. Por lo que las simulaciones se pueden representar como puede verse en la figura 4.3.

Figura 4.3: Ejemplo de representación de los datos obtenidos mediante simulación en Amperes.

Una vez obtenidos los resultados se procesaron mediante dos métodos distintos. El primero es un análisis matemático basado en la ecuación que rige el comportamiento de un campo magnético en presencia de un objeto y el segundo método emplea una red neuronal para desarrollar un algoritmo que emplea directamente los datos obtenidos de las simulaciones.

4.3.1. Análisis Matemático

Este método de análisis se basa en la ecuación que define la influencia de un objeto sobre el campo magnético en un punto.

El valor del campo B en una posición r , se obtiene calculando el rotacional del vector potencial magnético que se define como se muestra en la ecuación 4.1.

$$A(x, y, z) = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_{V_0} \frac{\nabla' \times M}{|r - r'|} dv' + \frac{\mu_0}{4\pi} \int_{S_0} \frac{M \times n}{|r - r'|} da' \quad (4.1)$$

Una vez obtenido se calcula el rotacional como puede verse en la ecuación 4.2.

$$B = \nabla \times A = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_{V_0} \nabla \times \left[M \times \frac{(r - r')}{|r - r'|^3} \right] dv' \quad (4.2)$$

Aplicando las propiedades de la divergencia, 4.2 puede escribirse como dos términos:

$$B = B_I(r) + B_{II}(r) \quad (4.3)$$

El primer término queda descrito en la ecuación 4.4.

$$B_I(r) = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_{V_0} M(r') 4\pi \delta(r - r') dv' \quad (4.4)$$

El cálculo de esta integral dará como resultado el campo total que se ve desde la posición r debido al vector M en la posición r' , o, dicho de otro modo, la magnetización total del cuerpo cuyo efecto en el campo magnético se quiere estudiar.

$$B_I(r) = \mu_0 M(r) \quad (4.5)$$

El segundo término puede escribirse como se ve en la ecuación 4.6.

$$B_{II}(r) = -\mu_0 \nabla \frac{1}{4\pi} \int_{V_0} M(r') \cdot \frac{(r - r')}{|r - r'|^3} dv' \quad (4.6)$$

Sabiendo que φ^* es un campo escalar que resuelve el potencial magnético debido al material magnético, como puede verse en la ecuación 4.7.

$$\varphi^*(r) = \frac{1}{4\pi} \int_{V_0} M(r') \cdot \frac{(r - r')}{|r - r'|^3} dv' \quad (4.7)$$

La ecuación 4.7 puede reescribirse como se ve en la ecuación 4.8.

$$\varphi^*(r) = \frac{1}{4\pi} \int_{S_0} \frac{M \cdot n}{|r - r'|} da' - \frac{1}{4\pi} \int_{V_0} \frac{\nabla' \cdot M}{|r - r'|} dv' \quad (4.8)$$

Y se definen los valores:

$$\rho_M(r') \equiv -\nabla' \cdot M(r') \quad \sigma_M(r') \equiv M(r') \cdot n$$

Como la densidad del polo magnético y la densidad superficial de la intensidad del polo magnético respectivamente.

Queda, entonces definido el campo magnético total en un punto r definido por sus coordenadas x , y y z como puede verse en la ecuación 4.9.

$$B(r) = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_{V_0} \rho_M \frac{(r - r')}{|r - r'|^3} dv' + \frac{\mu_0}{4\pi} \int_{S_0} \sigma_M \frac{(r - r')}{|r - r'|^3} da' + \mu_0 M(r) \quad (4.9)$$

M es una función definida en torno a x , y y z y que establecerá la forma en la que la magnetización se distribuye en un material. El hecho de que M sea una función implica que se hable de una densidad de polo magnético y una densidad superficial, como la divergencia o evolución de la función en cada uno de los ejes, y el valor efectivo de dicha función sobre la superficie del material.

En la ecuación 4.9 también puede observarse la dependencia de B con la distancia. El campo magnético decrece con la distancia en un factor cúbico. A corta distancia los dos primeros términos adquieren relevancia. Esto provoca que cuando el objeto se encuentra cerca del punto donde se está midiendo el campo, se puede diferenciar mejor entre el efecto producido por la distribución superficial y la distribución volumétrica.

Esta dependencia de B también se interpreta como un efecto producido por un objeto cuyo tamaño pueda compararse con la distancia. Entonces el análisis debe hacerse desde la perspectiva del tamaño del cuerpo comparándolo con la distancia al punto de medida.

Se va a establecer la dependencia del campo magnético B con la distancia y el tamaño del objeto, siguiendo la expresión 4.10.

$$B = r^{n(r,m)} m^{p(r,m)} k(r, m) \quad (4.10)$$

Donde r es la distancia, m es la relación de aspecto entre la distancia al objeto y la superficie del mismo y k es una constante. Reescribiendo la expresión 4.10, se tiene la expresión 4.11:

$$B = r^{n(r,s)} \left(\frac{r}{s}\right)^{p(r,s)} k(r, s) \quad (4.11)$$

Usando la ecuación 4.11 se pueden obtener los parámetros n y p analizando los resultados por un lado, dejando el tamaño (superficie del cuerpo) constante y por otro lado dejando la distancia constante.

Primer estudio. Tamaño constante

Dejando la superficie del cuerpo constante, se reescribe la ecuación 4.11 tomando logaritmos.

$$\text{Log}(B) = (n + p)\text{Log}(r) + \text{Log}\left(\frac{k}{S^p}\right) \quad (4.12)$$

Se puede extraer el valor de la suma $n + p$ a falta de un segundo análisis a distancia constante para definir p .

Para un valor fijo de tamaño de cuerpo se emplearon los puntos de campo máximo. Como sólo se tienen 4 puntos correspondientes a 4 distancias, se realizó un proceso de interpolación para aproximar los puntos de campo máximo a distancias intermedias. Los resultados representados en logaritmos de la dependencia de B con respecto a la distancias, para cada uno de los cuerpos simulados puede verse en la figura 4.4.

Figura 4.4: Relación entre el logaritmo del campo B y el logaritmo de la distancia r . Para los llamamos cuerpos pequeños y los cuerpos grandes.

Se esperaba tener una respuesta lineal para todas las distancias con una pendiente constante. Sin embargo sí puede verse una tendencia lineal pero dividida por tramos. Para el análisis que vamos a hacer se van a diferenciar tramos de distancias para cada tipo de cuerpos: los llamados “pequeños” ($4\text{m} \times 2\text{m}$ y $8\text{m} \times 4\text{m}$) y los llamados “grandes” ($20\text{m} \times 10\text{m}$ y $40\text{m} \times 20\text{m}$). Esta diferenciación se hace por comparación relativa entre las distancias de estudio y las dimensiones de los cuerpos simulados.

En la figura 4.5 puede verse la tendencia para cada uno de los cuerpos pequeños en los tramos de distancia elegidos. La elección de dichos tramos se hace atendiendo a dos aspectos. Por un lado, son distancias comparables a cada una de las superficies de los cuerpos. Por otro lado, son las zonas donde se mantiene una cierta igualdad entre las pendientes de las respuestas lineales vistas en la figura 4.4.

En la figura 4.6 se pueden ver las gráficas obtenidas en los mismos tramos para los cuerpos grandes. En la tabla 4.1, se puede ver un resumen del comportamiento del parámetro $n+p$ en cada tramo y con respecto a las dimensiones de los cuerpos expresados como su superficie.

Este primer análisis arroja un dato de interés. Para valores de dimensiones consideradas dentro de los cuerpos pequeños, los valores de $n+p$ permanecen aproximadamente constantes. Las grandes diferencias se establecen en valores de r que, como se verá más adelante, no son importantes para la resolución del problema.

Figura 4.5: Representación de la tendencia de cada uno de los cuerpos pequeños en función de la distancia r . De izquierda a derecha y de arriba a abajo los tramos son: de 7'5 a 15 metros, de 15 a 20 metros, de 20 a 25 metros y de 25 a 30 metros. La línea azul corresponde al cuerpo de dimensiones $2\text{m} \times 1\text{m}$, la línea roja al cuerpo de dimensiones $4\text{m} \times 2\text{m}$ y la línea verde al cuerpo de $8\text{m} \times 4\text{m}$.

Figura 4.6: Representación de la tendencia de cada uno de los cuerpos grandes en función de la distancia r . De izquierda a derecha y de arriba a abajo los tramos son: de 7'5 a 15 metros, de 15 a 20 metros, de 20 a 25 metros y de 25 a 30 metros. La línea azul corresponde al cuerpo de dimensiones $20\text{m} \times 10\text{m}$ y la línea roja al cuerpo de dimensiones $40\text{m} \times 20\text{m}$.

Tabla 4.1: Comportamiento del parámetro $n+p$ en función de los tramos de simulación (en metros) y el tamaño del objeto expresado como su superficie.

$S \text{ (cm}^2\text{)}/r(\text{m})$	7'5-15	15-20	20-25	25-30
8	-2.46	-3.58	-2.85	-5.46
32	-2.39	-3.43	-2.84	-5.43
200	-1.92	-2.47	-2.65	-3.2
800	-1.45	-2.09	-4.02	-14.66

Tabla 4.2: Valores de $n + p$ usados para el análisis

$S(\text{cm}^2)$	7'5-15	15-20	20-25	25-30
8	-2.46	-3.58	-2.85	-5.46
32	-2.39	-3.43	-2.84	-5.43
$n+p$ used	-2.43	-3.5	-2.8	-5.4

Segundo estudio. Distancia constante

Si se deja la distancia constante y se aplica logaritmos sobre la ecuación 4.11, se obtiene la expresión 4.13.

$$\text{Log}(B) = p\text{Log}(m) + \text{Log}(kr^n) \quad (4.13)$$

En esta ecuación se llama a la relación de aspecto r/S como m . Se establece, por tanto la influencia de dicho cociente sobre el campo B . Para analizar los resultados de las simulaciones se dejará la distancia r constante y se variará el tamaño del objeto. El objetivo es obtener el parámetro p y a partir de ahí, el valor de n . Al igual que se ha hecho antes, se va a distinguir entre “cuerpos grandes” y “cuerpos pequeños”. La primera conclusión que se extrae es que existen dos comportamientos marcados: la pendiente de la recta será diferente si la distancia es comparable al tamaño del cuerpo o si está muy por encima de ese valor. Nótese que para distancias comprendidas entre 20 y 30 metros, el valor del parámetro p que es la pendiente de la recta permanece constante.

El resultado del análisis para los “cuerpos grandes”, se puede ver en la figura 4.8. Los resultados demuestran una variación lineal del parámetro p frente a la distancia, si no se tienen en cuenta los resultados para la distancia de 30m.

Figura 4.7: Valor de B frente a la relación de aspecto.

Tabla 4.3: Resumen de los valores del parámetro p para las relaciones de aspecto en los llamados ‘cuerpos pequeños’.

$r(m)$	p
7.5	-1.02
10	-1.05
20	-1.07
30	-1.08

Figura 4.8: Valor de B frente a la relación de aspecto para “cuerpos grandes” y para cada una de las distancias simuladas.

$r(m)$	p
7,5	-0,32
10	-0,43
20	-0,66

Figura 4.9: Representación de la evolución lineal del parámetro p para cada distancia.

Comparando el comportamiento del parámetro p se puede extraer la conclusión de que para “cuerpos pequeños” el parámetro permanece constante, sin embargo se observa una variación lineal para “cuerpos grandes”.

En la tabla 4.4 se puede ver un resumen de la caracterización del parámetro n y p para cada una de los cuerpos y distancias. Con respecto al análisis que se hizo para obtener el parámetro $n + p$, se ha añadido un nuevo tramo, dividiendo el tramo comprendido entre 7'5m y 15 en dos como puede verse a continuación. Esto se ha hecho para contemplar la variación que se produce en el parámetro p .

Una vez que se han obtenido los parámetros n y p , la obtención de la constante k es trivial. Basta con sustituir, por tramos y por tamaños del objeto, los valores de r y S con los valores de los parámetros que ya se han calculado, para despejar el valor de k . Los valores obtenidos se muestran en la tabla 4.5.

Tabla 4.4: Resumen de caracterización de los parámetros n y p para cada cuerpo y distancia simulada.

r(m)	7'5-10		10-15		15-20		20-25		25-30	
S	n+p	p	n+p	p	n+p	p	n+p	p	n+p	p
8	-2'43	-1'02	-2'43	-1'05	-3'5	-1'05	-2'8	-1'07	-5'4	-1'08
32	-2'43	-1'02	-2'43	-1'05	-3'5	-1'05	-2'8	-1'07	-5'4	-1'08
200	-1'92	-0'32	-1'92	-0'43	-2'47	-0'43	-2'65	-0'66	-3'2	0'96
800	-1'45	-0'32	-1'45	-0'43	-2'09	-0'43	-4'02	-0'66	-14'66	0'96

Tabla 4.5: Valores de la constante k para cada tramo y cada tamaño de objeto.

r(m)	7'5-10	10-15	15-20	20-25	25-30
S	k	k	k	k	k
8	3162'28	3162'28	50118'72	7943'28	25118864'3
32	3162'28	3162'28	50118'72	7943'28	25118864'3
200	2290'87	1288'25	5370'32	2511'89	63095734'4
800	912'01	436'52	2454'71	165958'69	7'943 · 10 ²⁴

Identificación de embarcaciones y su posición en la red de nodos.

Acotando el problema a objetos simulados cuyas dimensiones sean similares a las embarcaciones que quieren identificarse, se va a centrar el análisis en

las secciones de $4\text{m} \times 2\text{m}$ a $8\text{m} \times 4\text{m}$, interpolando algunos valores de secciones intermedias, y de nuevo, haciendo la división por tramos para aplicar cada valor de n , p y k .

Las embarcaciones que quieren detectarse se van a encontrar a una altura relativa, con respecto a los nodos, de 6 a 10 metros. Como las simulaciones se han empezado en 7'5 metros se va a hacer el análisis a esta distancia asumiendo que para las distancias de 6 a 7'5 metros el comportamiento es similar.

Si se aplican los parámetros calculados para cada una de las distancias y los tamaños que se han interpolado, el resultado es el mostrado en la figura 4.10. Se aprecia que para cada tramo siempre hay al menos un valor del campo magnético que corresponde o a dos o más distancias distintas o a una o varias secciones diferentes. Esto es un problema a la hora de analizar los resultados de un nodo de manera absoluta, es decir, intentar obtener los datos de la localización y el tamaño del objeto empleando sólo los datos de uno de los nodos. Para solucionarlo se empleará un método de triangulación con tres nodos sensorizados que se llamarán A , B y C y siendo el primero el origen de coordenadas.

Cuando los sensores se depositan en el suelo y se les incluye dentro de la red, ejecutan un algoritmo que les permite conocer la distancia a la que se encuentran de los nodos junto a ellos [15]. Estas distancias se establecen entre 20 y 25 metros como máximo. En grupos de tres sensores se identifica a uno de ellos como el origen de coordenadas y junto con los otros dos forman un triángulo.

En función de la posición que ocupan los sensores generarán unas tablas donde aparecerán cada una de las coordenadas de los puntos que forman parte del área del triángulo y asociados a estos valores, el campo magnético que se mediría para cada posible tamaño de objeto y a diferentes alturas.

Cuando un objeto entra dentro del área, cada uno de los nodos compara la medida del campo con las matrices obtenidas anteriormente y da varias opciones tanto de la posición como del tamaño del objeto. Siendo el resultado final, la información que se repita en los 3 nodos.

En la figura 4.11 se expone un breve ejemplo del proceso de detección de objetos. Supóngase que un objeto de $24m^2$ ($6m \times 4m$) entra en el área del triángulo descrito por los 3 nodos, que forman un triángulo equilátero. El objeto a detectar se encuentra en el punto de coordenadas (9,3).

Si el objeto se encuentra a una altura relativa de 7'5m los nodos A , B y C medirán respectivamente un campo magnético de en torno a: 208nT, 51nT y 57nT.

Figura 4.10: Valores de campo magnético B por cada uno de los tramos, para los que se han calculado los parámetros n , p y k .

Cuando cada uno de los nodos compare el dato medido con el dato precalculado obtendrá una serie de soluciones posibles que cumplen con el campo B medido. Para el caso del nodo A , dichos posibles resultados serán los que pueden verse en la tabla 4.6.

Figura 4.11: Ejemplo de localización. La ‘x’ marca la posición del objeto dentro de la red.

Tabla 4.6: Resultados dados por el nodo A para el ejemplo de aplicación. Se ha marcado en verde la solución correcta al problema de localización.

$x(m)$	$y(m)$	$B(nT)$	$\Delta B/B(\%)$	$S(m^2)$
3	11	210'01	0'836	32
5	8	210'02	0'838	24
7	9	210'01	0'836	32
8	5	210'02	0'838	24
9	3	208'27	0'001	24
9	7	210'01	0'836	32
11	3	210'01	0'836	32

Los resultados en los nodos B y C se muestran respectivamente en las tablas 4.7 y 4.8. Suponiendo que este método fallara, se podría tomar del nodo B la solución correcta (coordenadas $x = 9$, $y = 3$) o la solución $x = 16$, $y = 3$, y del nodo C la solución $x = 13$, $y = 11$. El valor del campo en estos puntos no difiere tanto del valor medido y el tamaño del objeto es el mismo al de la solución correcta. En este caso se tendría que descartar como solución porque esos dos puntos están muy alejados del punto correcto, y el nodo A está dando como soluciones en ese punto los valores 18'25, 35'31, 57'84, 78'24, para el punto [16,3] y los 4 tamaños contemplados en el desarrollo, y los valores 16, 30'97, 50'73 y 68'62 para el segundo punto de coordenadas [13,11] valores de campo muy alejados de los 210nT. Se puede establecer, por tanto que la solución correcta será aquella cuyas coordenadas y tamaño del objeto aparezcan en las 3 tablas de soluciones propuestas por los nodos.

Tabla 4.7: Resultados dados por el nodo B . Está marcada en verde la solución correcta.

x(m)	y(m)	B(nT)	$\Delta B/B$ (%)	S (m^2)
4	7	51'545	0'595	24
6	6	51'466	0'441	24
6	9	51'644	0'789	15
7	12	51'191	0'095	8
9	3	51'242	0'003	24
9	5	50'868	0'725	24
16	3	51'242	0'003	24
16	5	50'868	0'725	24
18	12	51'191	0'095	8
19	6	51'466	0'441	24
19	9	51'644	0'789	15
21	7	51'545	0'595	24

4.3.2. Localización usando Deep Neural Networks.

Descripción del problema

Asumimos que tenemos medidas de campo magnético $B(x_t, y_t, z_t, x_s, y_s, z_s, m_1, m_2)$, donde x , y y z son las coordenadas del objetivo (por ejemplo, un barco) y el sensor, usamos subíndices t y s respectivamente para diferenciarlos. Una cuestión que surge es si es posible localizar el objetivo sólo teniendo medidas de campo con un grupo de sensores, así como las coordenadas del sensor.

Este problema es conocido como la estimación de estado [16]. En este problema, hay un vector de estado x , que es desconocido y necesita ser estimado usando un vector de observaciones o relacionado con el estado a través de una cierta función de distribución de probabilidad $P(x|o)$. Si $P(x|o)$ es conocida, el estado puede ser estimado usando un filtro Bayesiano [17]. Si la función $P(x|o)$ es desconocida, es posible aprenderla usando una aproximación basada en “Deep Neural Networks” (DNNs) como las de [18] o [19]. DNNs son conocidas por ser aproximadores de funciones universales [20] y por lo tanto, si son escogidas y entrenadas adecuadamente, pueden aproximar una función arbitraria.

En nuestro caso, usamos una DNN para estimar la posición del objetivo (x_t, y_t, z_t) y sus dimensiones (m_1, m_2) . Como entrada de nuestra DNN, usamos una transformación $LB(S_m)$ de las medidas de campo magnético $B(S_m)$ dada por un grupo

Tabla 4.8: Resultados dados por el nodo C . En verde está marcada la solución correcta.

x(m)	y(m)	B(nT)	$\Delta B/B$ (%)	S (m^2)
7	0	58'245	0'706	32
7	1	57'981	0'244	32
8	6	57'981	0'244	32
9	3	57'842	0'004	24
10	10	57'981	0'244	32
10	14	57'579	0'45	32
11	15	57'579	0'4508	32
12	4	58'287	0'774	15
13	11	57'842	0'004	24
14	8	58'287	0'774	15
14	12	57'8423	0'004	24
15	15	57'981	0'2441	32
16	5	57'925	0'1479	8
17	11	58'287	0'774	15

de m sensores S_m , donde $LB(S_m) = \text{sign}(B(S_m))\log(B(S_m))$. La transformación nos permite una captura mejor de la relación entre la distancia y el campo, y también, conserva la información de la señal. Nótese que $LB(S_m)$ es un vector que contiene m medidas de campo magnético. El vector salida de la DNN es un vector de 5 elementos o dimensiones $(x_r, y_r, z_r, m_1, m_2)$, donde el subíndice r indica las coordenadas relativas al primer sensor del grupo S_m .

La estructura de la DNN que usamos puede verse en la figura 4.12. Nótese que hacemos uso de una estructura DNN más simple que las usadas en [18] y [19]: en lugar de usar las llamadas “Recurrent Neural Networks”, usamos una estructura DNN de capas conectadas en cascada. Nuestra DNN parece ser suficiente para nuestro propósito, como se va a explicar en la próxima sección.

Resultados de la simulación

Hemos entrenado nuestra DNN usando los valores generados por ordenador $B(S_m)$. A saber, tenemos las medidas $B(S_m)$ en una cuadrícula de 6328 puntos (x_s, y_s) con $x_s \in [-100, 100]$, $y_s \in [-50, 50]$. Tenemos, además, una cuadrícula por cada 16 posibles combinaciones de $z_s = 7, 5, 10, 20, 30$ y $(m_1, m_2) = (2, 1), (4, 2), (8, 4), (20, 10)$. Las unidades de x , y , z y m son metros.

Figura 4.12: Estructura DNN usada para la localización. Usamos una red de conexión en cascada de 3 capas, donde tanh indica la función de activación tangente hiperbólica y LU significa unidades de activación lineales.

Con el objetivo de demostrar que nuestra DNN generaliza, la hemos probado con diferentes grupos de S_m . Antes de cada procedimiento de entrenamiento, hemos escogido m sensores de manera aleatoria de la cuadrícula, con la única condición de que sus distancias sean menores de 15 metros, ya que la comunicación entre sensores es 20 metros. Luego, hemos entrenado la red usando 911232 vectores de entrenamiento y lo hemos validado usando 101248 valores diferentes de vectores, usando 10 episodios de toda la base de datos de entrenamiento y empleando Adam como optimizador [21] con los parámetros $\alpha = 0,001$, $\beta_1 = 0,9$, $\beta_2 = 0,999$ y $\epsilon = 10^{-8}$. La función de pérdidas que usamos es el error cuadrático medio (MS) y obtenemos también el valor absoluto medio. Cada procedimiento de en-

Figura 4.13: Ejemplo de resultados de entrenamiento para el caso $m = 9$. Hemos mostrado los valores medios en el grupo de entrenamiento (azul) y en el grupo de validación (rojo) y la región sombreada contiene los valores máximos y mínimos durante los 30 procesos de entrenamiento distintos. Se observa como el MSE, las pérdidas para minimizar durante el entrenamiento, se decrementa con el número de episodios. Lo mismo pasa con la MAE. Nótese que no hay sobreajuste: la MAE y MSE son muy similares tanto en el entrenamiento como en la validación.

trenamiento descrito anteriormente se repite 30 veces, con el objetivo de usar 30 vectores diferentes de tipo S_m . La entrenamos usando $m = 3, 5, 7, 9$ sensores, para

Figura 4.14: MAE como una función de m . Se muestran los valores medios finales de MAE en el grupo de entrenamiento. La región sombreada contiene los valores máximos y mínimos obtenidos durante los 30 procesos de entrenamiento distintos. Nótese como el valor medio y la propagación se decrementan cuando m se incrementa.

observar como el número de sensores afectaba a los resultados de la DNN. Los resultados pueden ser observados en las figuras 13 y 14. En la figura 13, mostramos las evoluciones de MSE y MAE durante el proceso de entrenamiento para el caso de $m = 9$. Nótese como hay una mejora con el número de episodios y como no hay sobreajuste, ya que las validaciones de MSE y MAE son muy similares a las del entrenamiento. Resultados similares (con diferentes valores de error) se obtuvieron para el resto de valores de m . Es importante darse cuenta de que cada

Figura 4.15: 15. Ejemplo de predicción de trayectorias usando la DNN entrenada cuando $m = 9, z_t = 7,5, m_1 = 2, m_2 = 1$. La línea azul es la trayectoria objetivo actual, y la línea roja es la trayectoria predicha por la DNN. La MAE por los valores (x_t, y_t) son 1'19 metros para la primera trayectoria y 0'99 metros para la segunda.

vez que la DNN se entrena, el grupo de sensores S_m cambia. Esto significa que los parámetros θ de la DNN se entrenan específicamente para cada grupo concreto de sensores. En otras palabras, entrenamos la DNN sabiendo el número y la posición de los sensores. En un setup donde la posición de los sensores no se conoce antes de ser desplegados, esto significa que se requiere que los sensores sean localizados después del despliegue y entonces, entrenar la DNN.

En la figura 4.14, mostramos los valores finales de MAE obtenidos en el grupo de entrenamiento como una función de m . Nótese como los valores medios y extremos de MAE se decrementan cuando m se incrementa. Esto era lo espera-

do: cuanta más información se tiene, más precisa será la predicción. También, observamos como la MAE está a unos 2 metros de $m = 7, 9$. Esto significa que el error medio absoluto entre la posición predicha del objetivo y sus dimensiones, y la posición actual y sus dimensiones, están en el orden de un par de metros por dimensión. Este resultado significa que la predicción dada por nuestra DNN es realmente buena.

Con el objetivo de observar mejor lo que predice la DNN, hemos mostrado, en la figura 4.15, la predicción de resultados para dos trayectorias diferentes. Ahí, se observa que la predicción dada por la DNN propuesta es bastante buena, ya que estima con un error absoluto muy pequeño la posición de los objetivos.

Finalmente, hay que remarcar que una gran precisión puede ser obtenida en la predicción de la trayectoria usando herramientas para la estimación de la trayectoria que tienen en cuenta información sobre la velocidad y la aceleración, filtro ($\alpha - \beta - \gamma$ [16]), información sobre la función de distribución de probabilidad de la trayectoria (filtro de Kalman [16]) o incluso usando redes neuronales para aprenderlo (como en [18]). Entonces, los resultados obtenidos podrían permitir mejoras en escenarios concretos donde mas información sobre la trayectoria fuera conocida.

4.4. Conclusiones y trabajo futuro

En este trabajo se ha explicado un nuevo sistema para la identificación, vigilancia y seguimiento de embarcaciones de tamaño medio en zonas de poca profundidad de agua. El objetivo principal es la obtención del tamaño del objeto y una trayectoria lo más exacta posible. Para conseguir este objetivo se ha diseñado una red de nodos submarinos que llevan instalados una serie de sensores magnéticos.

En este trabajo se hace una descripción de los circuitos electrónicos que manejan los sensores magnéticos que son de tipo fluxgate. La configuración necesaria se ha concluido que es bastante sencilla y barata lo que permite una puesta en funcionamiento de una amplia cantidad de nodos, lo que permite hacer una red con mucha mejor resolución y mucho más extensa.

Para justificar el uso de los sensores magnéticos, se han llevado a cabo una serie de simulaciones empleando software especializado en simulaciones magnéticas. El programa AMPERES ha dado importante información sobre los valores de campo detectados para varios tamaños de objetos y varias distancias. El procesamiento de los datos obtenidos ha servido para diseñar un algoritmo basado en triangulación de nodos que permiten saber los datos necesarios para la identificación y seguimiento de las embarcaciones.

Este algoritmo ofrece información fiable sobre el tamaño y la localización de la embarcación, no obstante se ha decidido completar la información que da. En este trabajo se presenta el método para obtener dicha información usando una red neuronal, con capacidad plena para aproximar el modelo de mapeo entre el modelo magnético y los resultados clasificados y estimados. La aplicación de la misma, sobre los datos procesados de las simulaciones permite conocer casi con total exactitud tanto el tamaño del objeto como su trayectoria, con un margen de error muy pequeño.

Referencias

- [1] [HTTP://WWW.UNDERWORLDPROJECT.EU](http://www.underworldproject.eu)
- [2] E. Cayirci, H. Tezcan, Y. Dogan, V. Coskun "Wireless sensor networks for underwater surveillance systems". Ad Hoc Networks. Vol. 4431-46. 2006.
- [3] I.F Akyildiz,D. Pompili, T. Melodia. "Underwater acoustic sensor networks". Ad Hoc Networks. Vol 3. 257-279. 2005.
- [4] B. Alexander, J. J. Leonard, and M. F. Fallon. "Cooperative Localization for autonomous underwater vehicles". The International Journal of Robotics Research Vol28. 714- 728.2009.
- [5] S. E. Webster, R. M. Eustice, H. Singh, et al. "Preliminary deep water results in single-beacon one-way-travel-time acoustic navigation for underwater vehicles". IEEE RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems Ubicación. 2009.
- [6] X. Cheng; H. Shu; Q. Liang. "A range-difference based self-positioning scheme for underwater acoustic sensor networks". International Conference on Wireless Algorithms, Systems and Applications. 2007.
- [7] D. Frye, J. Ware, M. Grund, et al. "An acoustically-linked deep- ocean observatory". Oceans 2005 Europe International Conference. 2005
- [8] N. Farr, A. Bowen, J. Ware, et al. "An integrated, underwater optical/acoustic communications system". OCEANS 2010 IEEE - Sydney 2010.
- [9] E.G. Araujo, R.A. Grupen. "Feature detection an identification using a sonar-array". Proceedings of the 1998 IEEE International Conference on Robotics & Automation.1998.

-
- [10] A. Martin, E. An, K. Nelson, et al. "Obstacle detection by a forward looking sonar integrated". MTS/IEEE Oceans Conference and Exhibition on Where Marine Science and Technology Meet. 2000.
 - [11] S. Xie; J. Chen; J.; et al. "Detection and tracking of underwater object based on forward-scan sonar". Intelligent Robotics and Applications. 5th International Conference. 2012.
 - [12] Y.C. Lu, E.F. Sang. "Underwater target's size/shape dynamic analysis for fast target recognition using sonar images". 1st International Symposium on Underwater Technology. 1998
 - [13] B, Tamayo. F, Sempere. M, Hernandez, et al. "Magnetometric sensor to control the ground traffic of aircraft". Sensors and actuators A. Vol. 37-8. 442-448. 1993.
 - [14] M. Díaz-Michelena. "Smal magnetic sensors for space applications". Sensors. Vol. 9. 2271-2288. 2009.
 - [15] J. Zazo, S. Valcarcel Macua, S. Zazo, et al. "Underwater Electromagnetic Sensor Networks, Part II: Localization and Network Simulations". Sensors. Vol. 16. 2016.
 - [16] D. Simon. "Optimal state estimation: Kalman, H infinity, and nonlinear approaches". John Wiley & Sons. 2006.
 - [17] M. S. Arulampalam, S. Maskell, N. Gordon, and T. Clapp. "A tutorial on particle filters for online nonlinear/non-gaussian Bayesian tracking". IEEE Transactions on signal processing, Vol. 50. 174-188. 2002.
 - [18] P. Ondrůška and In.Posner. "Deep tracking: seeing beyond seeing using recurrent neural networks". Proceedings of the Thirtieth AAAI Conference on Artificial Intelligence. 3361-3367. 2016.
 - [19] A.Milan, S. H. Rezatofighi, A. R. Dick, I. D Reid, and K. Schindler. "Online multi-target tracking using recurrent neural networks". Proceedings of the thirty first AAAI Conference on Artificial Intelligence. 4225- 4232. 2017.
 - [20] K. Hornik. "Approximation capabilities of multilayer feedforward networks". Neural networks. Vol. 4. 251-257. 1991.

- [21] Di.P Kingma and J. Ba. “Adam: A method for stochastic optimization”. arXiv preprint arXiv:1412.6980. 2014.

Bloque IV

Aplicaciones para IoT

Capítulo 5

Desarrollo de los SPID

Nuevos modelos de los RFID

5.1. Introducción

La conectividad, vista como un tipo de repositorio lleno de datos y accesible vía Internet, es un gran paradigma en nuestros días. Relacionado con esto, nuevos términos como la hiperconectividad o el llamado “Internet de las cosas” (con sus siglas en inglés: IoT, “Internet of Things”) se han ido abriendo paso [1]. Dejando de lado las palabras empleadas, la idea subyacente es siempre la misma: mejorar la conectividad entre las personas, las personas y los objetos y últimamente, también entre los objetos. La forma de conseguir este objetivo es siempre, vía internet para manejar de forma más rápida y eficiente una, cada vez más creciente, cantidad de datos.

Muchos avances importantes en este campo son debidos al desarrollo de dos tipos de dispositivos: los dispositivos identificadores de radio frecuencia (con sus siglas en inglés: RFID, “Radio Frequency Identifications Devices”) y los dispositivos de comunicación por campo cercano (con sus siglas en inglés: NFC “Near Field Communication”). A ellos hay que añadir una amplísima variedad de sensores físicos ya desarrollados.

Alguno de los campos donde estas tecnologías han tenido un gran desarrollo

son:

1. Entornos inteligentes y aplicaciones personales: desde la automatización de casas, edificios [3] y oficinas [4] (en el campo de la domótica), hasta redes extendidas a una ciudad entera [5, 6].
2. Agricultura, bosques y agua: control del medioambiente, y control de medioambiente oceánico [8] , por ejemplo, la Gran Barrera de Coral [7] .
3. Transporte: redes inteligentes de transporte, es decir, el desarrollo de algoritmos para la predicción de aspectos relacionados con el tráfico [9].

Una aplicación importante es la trazabilidad de piezas manufacturadas en líneas de ensamblaje o productos manufacturados en más de una fase, como en muchas industrias alimenticias [2, 10, 11]. El desarrollo de esta tecnología está basado en dispositivos que pueden almacenar información sobre el proceso de fabricación, desde el origen de la pieza hasta que llega al consumidor. En lo que respecta a la alimentación, los datos grabados responden a los requerimientos de la unión europea en términos de calidad alimenticia.

5.2. Dispositivo Inteligente Programable mediante Inducción (SPID)

En este trabajo presentamos un sistema basado en una nueva forma de RFID en el que las frecuencias de las señales recibidas y transmitidas por el tag, que es el dispositivo inteligente y portátil que almacena información, son muy diferentes, lo que permite un modo de comunicación full-duplex entre dos tags, el maestro y el esclavo. Esta diferencia de frecuencias permite alimentar el tag por la señal transmitida por el maestro y al mismo tiempo recibir información transmitida por el tag. La eficiencia en la transmisión de potencia del sistema hace posible incluir un microcontrolador como una parte del tag, incrementando la capacidad de proceso y la memoria, y haciéndolo útil para la seguridad y el seguimiento del producto. El tag no usa ningún circuito resonante, por lo que la frecuencia de trabajo puede ser cambiada en un rango amplio y puede ser elegida por software. Desde nuestro punto de vista, este dispositivo es más un “Smart Induction Programmable Device” que dispositivo RFID estándar.

La transmisión de datos desde el maestro al SPID puede hacerse mediante modulación de frecuencia o amplitud. Sin embargo la modulación en frecuencia es más eficiente. Al no usar el tag circuitos resonantes, el maestro puede transmitir a dos frecuencias diferentes. El uso de dos frecuencias muy separadas reduce los errores en la recepción de datos e incrementa la distancia de operación entre el SPID y la antena transmisora del maestro.

La transmisión de datos usando frecuencias distintas implica usar antenas con un factor de calidad muy bajo, lo que reduce la eficiencia en la transmisión de potencia. Hemos resuelto este problema usando amplificadores magnéticos acoplados con las antenas de transmisión.

La tecnología SPID está basada en dos conceptos principales:

1. Un núcleo blando de material magnético, como el metglas, magnetizado bajo un campo sinusoidal de frecuencia f y amplitud H_0 tiene un ciclo de histéresis como el de la figura 5.1.

Figura 5.1: Esquema del ciclo de histéresis de un material magnético blando, como por ejemplo, el metglas

El campo coercitivo de estos materiales ($H_c \approx 1A/m$) es descartable frente a H_s . Por eso, la pendiente de la curva χ_r depende principalmente del factor

de desimanación N :

$$\chi_r = \frac{1}{1/\chi} + N \quad (5.1)$$

Siendo χ la susceptibilidad del material ($H_c \approx 300000$). El campo requerido para saturar la muestra es:

$$H_s = \frac{M_s}{\chi_r} \quad (5.2)$$

Es fácil ver que la f.e.m inducida en una bobina, mediante la magnetización del núcleo, es la suma de los armónicos impares. La amplitud de los 3 primeros se puede ver en la figura 5.2. Como puede verse, la amplitud del tercer armónico sólo va a ser cero en el caso en que $H_0 < H_s$ o $H_0 \gg H_s$, y tiene un máximo en $H_0 = 2H_s$

Figura 5.2: Representación de la amplitud de los tres primeros armónicos de la f.e.m inducida en una bobina.

En el caso de la existencia de un campo externo constante, H_e , superpuesto al campo alterno, también aparecerán armónicos pares, unidos al tercer armónico [12] que siempre estará ya que $H_0 > H_s + H_e$.

2. Los mismos núcleos magnéticos colocados dentro de un solenoide cortocircuitado de (área $= a \cdot b$, longitud l , y número de vueltas n) de un hilo de cobre con resistencia R (figura 5.3), bajo la acción de un campo de valor

$H = H_0 \sin(\omega t)$, verifica la expresión:

$$-\frac{d}{dt}(H\mu abn) - \frac{d}{dt} \left[\left(\frac{n}{l} \right) I(t) \mu nab \right] = I(t)R \quad (5.3)$$

Siendo $I(t)$ la corriente por la bobina. La solución de la ecuación diferencial es:

$$I(t) = -\frac{H_0(\mu ab\omega)^2 l n^3 \sin(\omega t) + R l \cos(\omega t)}{(ab\mu\omega n^2)^2 + (Rl)^2} \quad (5.4)$$

Figura 5.3: Esquema del núcleo magnéticos con el arrollamiento del hilo de cobre

Teniendo en cuenta que:

$$R = \frac{n(a+b)}{s} \rho \quad (5.5)$$

Siendo s el área de la sección transversal del cable y $\rho \approx 2 \cdot 10^{-8}$ la resistividad del cobre. En primera aproximación los terminos con R pueden ser descartados.

$$I(t) = -\frac{H_0 l \sin(\omega t)}{n} \quad (5.6)$$

El campo H_s creado por el solenoide es:

$$H_s = I(t) \frac{n}{l} = -H_0 \quad (5.7)$$

Luego, el campo magnético que actúa sobre el núcleo es cero y por tanto, su imanación es cero. Los SPIDS han sido desarrollados basándonos en estos dos conceptos.

En la figura 5.4 se muestra un esquema del tag.

Figura 5.4: Esquemático del tag SPID

El núcleo magnético consta de seis cintas de metglas (1'2 mm de ancho, 20 μm de grosor y 80 mm de largo, $M_s = 0'7T$) el factor de desmagnetización es del orden de $N = 0'0002$. Es necesario un campo mínimo de $H_s = 111A/m$ para saturar el núcleo que se encuentra dentro de un arrollamiento hecho de cobre de 0'2 mm de diámetro. Un campo externo sinusoidal, H , se aplica sobre el tag, cambia la imanación del núcleo, induciendo una señal AC de frecuencia fundamental f , que se desplaza usando un "clamping circuit". Esta señal por encima de cero se usa para alimentar el microcontrolador (usando el segundo diodo y el condensador), para recibir datos desde el maestro, o transmitir datos al maestro conmutando el transistor mosfet.

Es fácil evaluar que la fuerza electromotriz inducida en la bobina es $5 \cdot (f/10^4)$ que es más que suficiente para alimentar el microcontrolador.

La recepción de datos hecha por el tag puede hacerse con modulación de amplitud o modulación de frecuencia del campo H .

En modulación de amplitud, como puede verse en la figura 5.5, en el rango $H_s < H_o < 5H_s$ la amplitud de la f.e.m inducida nunca está por debajo de 0'8, por lo que la alimentación del circuito permanece en un nivel adecuado durante la recepción de datos. La lectura de datos se realiza mediante el uso del ADC del microcontrolador.

En modulación de frecuencia, la recepción de datos es posible porque el sistema no usa ningún circuito resonante durante la recepción. Este método permite

Figura 5.5: Representación gráfica del valor de la f.e.m inducida frente al campo magnético normalizado.

una mejor recepción de datos puesto que el tag está siempre alimentado. En este caso, usamos el comparador del microcontrolador para detectar la frecuencia enviada por el maestro.

La transmisión de datos del tag esclavo al tag maestro se hace llevando a los transistores mosfet de corte a saturación, permitiendo e inhibiendo, respectivamente la magnetización del núcleo.

Figura 5.6: Esquema completo del sistema

Un esquema del sistema completo puede verse en la figura 5.6. El microcontrolador usa el generador de forma de onda (WFG) para enviar una frecuencia (f_1 o f_2) al amplificador de potencia (PA), que induce una corriente a la misma frecuencia en las bobinas del primario. La amplitud de la señal está controlada

por el amplificador de ganancia ajustable (AGA). Un adaptador de impedancia seleccionable (IA) se usa para mejorar la transmisión de potencia. El tag está magnetizado por el campo magnético producido por las bobinas del primario, generando un campo magnético dipolar con frecuencias f , $3f$, $5f \dots$, que induce una f.e.m en las bobinas del secundario (ajustadas a frecuencia $3f_1$), siendo la amplitud de esta señal una función de la polarización del transistor mosfet. La señal se procesa con un filtro notch y un filtro paso banda (NF, BP), para convertir el nivel de tercer armónico en niveles digitales. La configuración geométrica de las bobinas del secundario tiene que diseñarse para inhibir lo más posible la inducción mutua con las bobinas del primario.

La transmisión de datos desde el tag al PC empieza cuando el tag está sometido a un campo magnético H de frecuencia f_1 . La magnetización en el núcleo alimenta a los dispositivos electrónicos, y después de un tiempo que puede ser programado, manda de forma continua los datos almacenados en el buffer de transmisión. Puede ser su ID o cualquier otro dato que se desee transmitir. La transmisión se realiza llevando al transistor mosfet del estado de saturación al de corte.

La transmisión de datos del maestro al tag comienza cuando un campo H de frecuencia f_2 actúa sobre el tag, después de un período de tiempo, que es seleccionable, el microcontrolador entra en modo de detección y recibe ordenes de un PC mediante los cambios secuenciales entre las frecuencias f_1 y f_2 .

5.3. Conclusiones

Los SPID son probablemente la mejor manera de asegurar que los parámetros normalizados relacionados con la fabricación de productos están en el rango correcto de valores.

Hemos estudiado la viabilidad de aplicar los SPID a la trazabilidad de productos cárnicos, desde el nacimiento del animal hasta el producto final. Hemos desarrollado un lector/escritor de corta distancia que permite el grabado de datos. La información puede ser grabada por un granjero o un veterinario en una zona segura de memoria y ser transferida automáticamente a otros dispositivos o entre

tags, con el objetivo de seguir el procesado completo de la pieza cárnica en la fábrica. Un dispositivo para leer información cuando las piezas se desplazan entre estancias de la fábrica también ha sido desarrollado [13].

Referencias

- [1] J. Gubbi, R. Buyya, S. Maruic, M. Palaniswami. “Internet of Things (IoT): A vision, architectural elements, and future directions”. *Future Generation Computer Systems*. Vol 29. 1645-1660. 2013
- [2] Y. Zhang, We. Wanga, L. Yan, B. Glamuzina, X. Zhang. “Development and evaluation of an intelligent traceability system for waterless live fish transportation”. *Food Control*. Vol. 95. 283-297. 2019
- [3] B. Ozdenizci, V. Coskun and K. Ok. “NFC Internal: An Indoor Navigation System”. *Sensors*. Vol. 15. 7571-7595. 2015
- [4] G.D. Abowd, A. F. Bobick, I. A. Essa, E. D. Mynatt, Wendy A. Rogers. “The Aware Home: A living laboratory for technologies for successful aging”. *Research Gate*. 2002.
- [5] J. M. Hernández-Muñoz, J. B. Vercher, L. Muñoz, J. A. Galache, Mi. Presser, L. A. Hernández Gómez and J. Pettersson. “Smart Cities at the Forefront of the Future Internet”. *Research Gate*. 2011.
- [6] R. N. Murty, G. Mainland, I. Rose, A. R. Chowdhury. “CitySense: An Urban Scale Wireless Sensor Network and Testbed”. *2008 IEEE Conference on Technologies for Homeland Security*. 2008.
- [7] S. Bainbridge. “GBROOS – An Ocean Observing System for the Great Barrier Reef”. *Proceedings of the 11th International Coral reef Symposium*. 2008.
- [8] R. Johnstone, D. Caputo, U. Cella, A. Gandelli, C. Alippi, F. Grimaccia, N. Haritos, E. Z. Riccardo. “Smart Environmental Measurement & Analysis Technologies (SEMAT): Wireless sensor networks in the marine environment”. *Reserch Gate*. 2014.

-
- [9] H. Lin, R. Zito, M. A. P. Taylor, “A review of travel-time prediction in transport and logistics”. Proceedings of the Eastern Asia Society for Transportation Studies, Vol. 5. 1433 – 1448. 2005
 - [10] T. Bosona, G. Gebresenbet. “Food traceability as an integral part of logistics management in food and agricultural supply chain”. Food Control 33. 32-48. 2013
 - [11] C.N.Verdouw, J.Wolfert, A.J.M.Beulens, A.Riallan. “Virtualization of food supply chains with the internet of things”. Journal of Food Engineering 176. 128-136. 2016
 - [12] J. R. Reitz, F. J. Milford and R. W. Christy. ”Foundations of Electromagnetic Theory”.Addison-Wesley Publishing, 1984.
 - [13] United States Department of Agriculture. Food Safety and Inspection Service, <https://www.fsis.usda.gov/wps/portal/fsis/home>. Animal and Plant Health Inspection Service, <https://www.aphis.usda.gov/aphis/home>.

Capítulo 6

Antenas fluxgate

Receptor de información a través de campo magnético inducido mediante modulación del 2º armónico de la portadora autogenerada

6.1. Introducción

Actualmente los países con un fuerte potencial tecnológico están inmersos en el desarrollo de las redes del “Internet de las Cosas” (con sus siglas IoT). El concepto fue acuñado por el ingeniero titulado por el MIT, Kevin Ashton en 1999, argumentando que “en el futuro serían más importantes las cosas que las ideas” [1].

Las redes de IoT surgieron como una consecuencia lógica del estudio que se estaba realizando sobre RFIDs: etiquetas transpondedoras de radiofrecuencia, capaces de transmitir información a corta distancia[2–6]. Esta información suelen ser códigos identificadores.

Las redes IoT están estructuradas, generalmente, de manera que existe un nodo central y una serie de dispositivos beacon que transmiten información siempre hacia el nodo central[7–10] y mediante tramas muy cortas, debido a que muchas de las etiquetas que se han diseñado no tienen alimentación propia y necesitan la energía suministrada por el nodo central para poder funcionar.

La tecnología RFID puede funcionar con varias frecuencias de portadora, pero la más empleada es la de 13'56MHz[11]. Esto hace que sea compatible con otro sistema de comunicaciones, también de campo cercano llamado NFC, y que se emplea, sobre todo como tecnología de contacto para sistemas de pago como tarjetas de crédito[12], teléfonos móviles inteligentes[13], etc.

Tanto el RFID como el NFC son métodos de comunicación que obligan a que exista una cierta proximidad entre el nodo central y los beacon (elementos independientes conectados en red con el nodo central)[14]. Cuando la aplicación tiene que ver con pagos mediante el sistema “contactless” esto puede suponer una ventaja[15]. Sin embargo, cuando la aplicación tiene más que ver con interconectar elementos de los llamados “entornos inteligentes”, puede suponer un problema de despliegue importante al limitar mucho la distancia máxima a la que pueden estar los dispositivos beacon del nodo principal de la red.

Si los dispositivos beacon de la red tuvieran alimentación, se podrían aumentar las distancias de despliegue de la red. Esto implicaría que la red se quedaría limitada a los elementos donde sí pudieran instalarse fuentes de alimentación y abre la posibilidad al desarrollo de redes IoT híbridas con elementos RFID sin alimentación de muy corto alcance y elementos con alimentación propia de largo alcance.

En este trabajo presentamos un modelo de receptor que basa su funcionamiento en la modulación de campo magnético inducido[16]. La comunicación que se describe tiene la ventaja, con respecto a otros métodos de comunicación, de que el transmisor no tiene por qué conocer la frecuencia de portadora. Esta frecuencia de portadora se genera en el receptor ya que es la del segundo armónico de la frecuencia de excitación del fluxgate.

Este sistema, también, supone una alternativa a los RFIDs empleados para las redes IoT, al ser de bajo consumo, pero requiere alimentación.

El elemento principal del receptor es un magnetómetro fluxgate[17–20]. Está formado por dos núcleos de material magnético blando con un arrollamiento principal sobre cada núcleo. Los dos núcleos se colocan de tal forma que los primarios

estén en contrafase. Sobre los dos núcleos unidos se arrolla un secundario sobre el que se genera una fuerza electromotriz proporcional a la intensidad de campo magnético en el interior del magnetómetro. Como los dos arrollamientos primarios están en contrafase, el tono fundamental que recibe el secundario es prácticamente nulo y sólo recibe señal en segundo armónico cuando el sensor está sometido a un campo magnético externo.

El uso del magnetómetro como antena receptora se complementa con el diseño de los circuitos electrónicos conectados. Estos circuitos se han empleado también como elementos principales del instrumento NEWTON[21] para medida de susceptibilidad magnética cambiando el fluxgate por un sensor magnético diseñado ad hoc para esta aplicación.

En este trabajo no se describe el módulo transmisor debido a su sencillez. Como el magnetómetro es un detector de campo magnético, el transmisor no será más que un generador de campo, que podría realizarse con una bobina excitada con una señal de corriente alterna cuya frecuencia es la moduladora de la comunicación.

6.2. Solución propuesta

6.2.1. Caracterización del enlace

En el diseño del sistema completo de comunicaciones se planteó el uso de bobinados como antenas tanto en recepción como en transmisión, o el uso de sensores fluxgate como antena receptora. Para ello se utilizó la caracterización del enlace realizado para el proyecto HERAKLES y publicado en [22].

La figura 6.1 muestra la atenuación del canal en función de la frecuencia. se observa que existe una frecuencia óptima para cada distancia. En la tabla 6.1 se muestran los datos de atenuación y frecuencia óptima.

Las frecuencias óptimas tienen una relación lineal con la distancia. Esto permite hacer una extrapolación a otras distancias. Sin embargo, como puede verse en la tabla 6.2, a partir de 10 m los datos de frecuencia son incorrectos ya que son muy cercanos a 0 o negativos.

Figura 6.1: Representación de la atenuación en el enlace frente a la frecuencia para distancias comprendidas entre 3 y 8 metros.

Tabla 6.1: Frecuencia y atenuación en función de la distancia.

d (m)	att(dB)	f(KHz)
3	-64	45
4	-73	35
5	-82	30
6	-88	25
7	-95	20
8	-100	15

A partir de los 10 metros se hará el estudio con una frecuencia de 2'6KHz para intentar optimizar la comunicación en el rango de los 11 metros. Teniendo en cuenta que a partir de los 11 metros, los 2'6KHz no corresponden a la frecuencia óptima habrá que hacer la caracterización de las pérdidas para las distancias sucesivas trabajando a esa frecuencia fija.

En la figura 6.2 se ve un gráfico similar al de la figura 6.1 para distancias mayores. Como ya no se está trabajando con la frecuencia óptima se van a tener en cuenta sólo los datos de la simulación (línea continua).

Tabla 6.2: Resultados de frecuencia óptima para cada distancia. En rojo están indicados los valores para los cuales el enlace no se podría implementar.

d (m)	f(KHz) (aprox)
3	42.6191
4	36.9048
5	31.1905
6	25.4762
7	19.7619
8	14.0476
9	8.3333
10	2.619
11	2.619
12	2.619
13	2.619

Figura 6.2: Atenuación frente a frecuencia para distancias comprendidas entre 8 y 13 metros.

En la tabla 6.3 se puede ver la atenuación para cada distancia a una frecuencia mínima permitida, que se estimará en 2'6KHz y extrapolando la relación lineal de la atenuación, a distancias mayores se obtienen los datos de la tabla 6.4.

La tabla 6.4 debe complementarse con otra de las gráficas mostradas en referencia(figura 10 del artículo [22]) donde se hace un estudio del canal de comunicaciones y la instrumentación empleada. En esta gráfica se mide el valor del fondo de ruido que es de -125dBm. Para el estudio que nos ocupa esto limita la atenuación máxima en -125dB.

Tabla 6.3: Datos de atenuación frente a distancia para una frecuencia fija mínima permitida.

d (m)	att(dB)
9	-102
10	-106
11	-110
12	-114
13	-118

Sabiendo cual es la atenuación máxima de canal que puede sufrir la señal, veamos ahora cual sería la atenuación mínima que se debe contemplar para el diseño. Correspondería a la atenuación eliminando el efecto del propio canal en cuanto a la distancia y ruido radioeléctrico externo. Extrapolando a cero la distancia obtenida mediante las gráficas tal y como se hizo para obtener los datos de la tabla 6.4, se tiene una atenuación de -44dB.

Tabla 6.4: Extrapolación de los datos de atenuación empleando la relación lineal con la distancia

d (m)	att(dB) (aprox)
9	-102
10	-106
11	-110
12	-114
13	-118
15	-126
17	-134
20	-146
22	-154
25	-166
27	-174
30	-186

6.2.2. Comparación de fluxgates como antenas receptoras frente a antenas de loop por inducción de campo magnético.

El tipo de receptor con el que queremos comparar los fluxgates es el loop de campo magnético inducido. En términos absolutos la fuerza electromotriz que detecta debido al campo magnético B , se calcula mediante la ecuación 6.1.

$$\varepsilon = N_{RX} B A \omega \quad (6.1)$$

Donde N_{RX} es el número de vueltas del receptor, A es la sección del loop y ω es la frecuencia angular.

El campo magnético B está generado por una antena de inducción de campo y que es un loop similar al receptor. Su expresión puede verse en la ecuación 6.2.

$$B = \frac{\mu_0 I R^2 N_{TX}}{2x^3} \quad (6.2)$$

Donde R es el radio del transmisor, N_{TX} es el número de vueltas de la antena transmisora y x es la distancia a la que se encuentra el punto donde se quiere calcular el campo de la antena. La atenuación calculada en el punto anterior hace referencia a la relación entre la fuerza electromotriz inducida a una distancia x y la tensión generada como excitación de la antena transmisora.

$$att(V/V) = \frac{\varepsilon}{V} = \frac{\frac{\mu_0 I R^2 N_{TX}}{2x^3} N_{RX} A \omega}{I L \omega} = \frac{\mu_0 R^2 N_{TX} N_{RX} A}{2x^3 L} \quad (6.3)$$

Esta atenuación es la referenciada en las tablas 6.1 y 6.4.

En el caso en que se usen antenas de loop para hacer la recepción a través de la fuerza electromotriz inducida, el sistema receptor conectado a la antena tiene que empezar con un amplificador de señal que se implementa con amplificadores operacionales.

Debido a las necesidades de la aplicación (en cuanto a condiciones ambientales de operación) se han escogido amplificadores operacionales con especificaciones militares. De entre las posibilidades que hay, se han escogido aquellos con una

tensión de offset (V_{os}) menor.

Según se vio en la tabla 6.2, existe una frecuencia óptima para cada distancia. Si el sistema de comunicación está compuesto por dos antenas de loop (una para transmisión y otra para recepción) ambos circuitos deben estar sintonizados a cada frecuencia. Esto puede suponer una gran complejidad debido a que el rango de frecuencias es de 2- 50KHz. Para simplificar los cálculos se estudiará una única frecuencia que se fijará en la mínima permitida a una distancia a partir de los 10 metros y que es 2'6KHz. Sin embargo, si el sistema de comunicaciones se basa en una recepción mediante fluxgate, el sistema es mucho más inmune a los cambios de distancia y no le influye la frecuencia de trabajo.

Las medidas de caracterización realizadas para el artículo [22] se hicieron con dos antenas loop de 10 vueltas y 40 cm de radio. Se va a respetar esta configuración para la comparación con los fluxgate. Aumentar el número de vueltas o cambiar la configuración del loop (cambio del grosor del cable o modificación de las dimensiones) puede suponer una variación en la resistencia de la antena transmisora y alterar los datos obtenidos sobre el enlace.

En la figura 6.3 están representadas la *f.e.m* en el caso de estar trabajando con la frecuencia óptima en cada distancia, la *f.e.m* trabajando a una frecuencia fija de 2'6KHz y la tensión mínima de entrada en los amplificadores operacionales, de la primera etapa de ganancia, a partir de la cual el amplificador empieza a amplificar.

Se estima en 5m la distancia máxima de detección cuando la frecuencia del enlace es de 2'6KHz.

Como puede verse en la figura 6.4 los fluxgate comerciales dan una respuesta mucho mejor para el enlace que las antenas de loop. Los 5m de detección anteriores se convierten en 10 m ahora. La línea negra representa el campo mínimo detectado por los fluxgates que están desarrollándose y que tienen una sensibilidad de 100pT.

Figura 6.3: Representación de la $f.e.m$ recibida debido al campo cuando se trabaja con la frecuencia óptima frente a la $f.e.m$ recibida trabajando a una frecuencia de 2'6KHz. La línea negra indica la tensión mínima de entrada en los amplificadores operacionales.

Figura 6.4: Representación del campo magnético inducido frente a la distancia. La línea roja representa el campo mínimo que son capaces de detectar los fluxgate comerciales. La línea negra representa el campo medido por los fluxgates descritos en [23].

6.2.3. Configuración del sistema.

El esquema general del sistema se puede ver en la figura 6.5. Tiene tres partes claramente diferenciadas. Por un lado el sistema de generación de señal de excitación y referencia, por otro lado la antena fluxgate y por último el sistema de medida de segundo armónico basado en un amplificador lock-in. En la imagen se muestra solo uno de los canales lock-in. Se explicará más adelante el uso de un segundo canal.

La antena fluxgate se ha diseñado empleando dos varillas de ferrita (material 78) con una permeabilidad inicial de 2300 y cuya curva de permeabilidad puede verse en la figura 6.6. Se ha escogido este tipo de núcleo porque forma parte de una serie creada para aplicaciones en antenas RFID. La figura 6 es un gráfico dado por el fabricante donde se ve parte del ciclo de histéresis del material.

Figura 6.5: Esquema general del receptor.

Los arrollamientos del primario y del secundario se han realizado con un hilo de cobre de 0'2 mm de diámetro. El número de vueltas del primario es 75 (por cada núcleo) y el del secundario es 50. Debido a las dificultades que entraña obtener la autoinducción de un fluxgate, por todas las variables de fabricación que influyen en el comportamiento del circuito magnético, se optó por una caracterización empírica del valor de L . Para ello se conectó el fluxgate a un condensador en paralelo y este conjunto se conectó con una resistencia a masa. Midiendo la tensión sobre la resistencia se obtuvo la respuesta que puede verse en la figura 6.7.

Figura 6.6: Zona lineal del ciclo de histéresis magnético para el material de fabricación de los núcleos.

La frecuencia de resonancia será aquella por la que la corriente que circula por el paralelo y la resistencia sea mínima, provocando una caída de tensión en la resistencia también mínima. Dicha frecuencia es de 9700Hz, lo que da una auto-inducción de la antena de $122'3\mu\text{H}$.

La forma de conectar el fluxgate con el resto del circuito es mediante una resonancia serie, para conseguir la mayor corriente (campo magnético inducido máximo) a la frecuencia de resonancia. Como la corriente es máxima a esta frecuencia, si el receptor se alimenta a través de baterías su duración se verá muy reducida. Este problema se reduce empleando un circuito de doble resonancia como el que puede verse en la figura 6.8. La impedancia del condensador C_2 y el fluxgate es muy cercana a 0 pero positiva en su parte imaginaria. El condensador C_1 se comporta como una fuente de alimentación secundaria que “alimenta” a la resonancia en serie, haciendo que el generador no tenga que dar la corriente necesaria.

Este efecto se consigue gracias a que a la frecuencia de resonancia, la impedancia serie de C_2 con el fluxgate es cercana a cero pero positiva, siendo el equivalente una autoinducción de valor muy bajo. Si se escoge adecuadamente el valor de C_1 el generador verá un circuito abierto por lo que la corriente será muy baja, aunque la demanda por la línea serie sea máxima, forzando a ser C_1 el que dé

Figura 6.7: Respuesta en frecuencia de la antena fluxgate.

dicha corriente.

En la figura 6.9 puede verse un ejemplo del comportamiento del circuito para una frecuencia de funcionamiento de 10 KHz. La corriente representada en color naranja hace referencia a la suministrada por la fuente de alimentación mientras que la azul representa la que circula por el fluxgate. Existe una frecuencia para la que la corriente es máxima pero está dada casi en su totalidad por la propia fuente de alimentación mientras que la frecuencia que denominamos de operación no es máxima pero si es elevada en comparación con la poca que se demanda de la fuente. De esta forma se garantiza que el equipo trabaje en modo de muy bajo consumo.

Figura 6.8: Circuito de doble resonancia usado como circuito excitador de antena.

El bloque de generación de señal está compuesto por un microcontrolador PIC16F887 que controla mediante un puerto serie del tipo SPI a tres generadores de señal. Uno de estos tres genera la señal de excitación del fluxgate conectando la sali-

da del bloque de generación a un amplificador de potencia que se encargaría de dar la corriente necesaria. Los otros dos generadores de señal son los encargados de las dos señales de referencia para los dos amplificadores lock-in que, como se explicará más adelante, procesan la señal en segundo armónico de recepción.

Figura 6.9: Ejemplo de respuesta del circuito de doble resonancia calibrado para una frecuencia de 10 KHz.

El generador de señal de excitación está formado por un AD9833, que es un oscilador que controla la frecuencia, fase y forma de la señal de salida, unido a un AD5452 que es un conversor digital-analógico de 12 bit que regula la amplitud de la señal.

Los generadores de las señales de referencia no tienen conectados un conversor DAC porque la señal de referencia es cuadrada y de amplitud fija. Como se explicará a continuación, es así porque la función de lock-in se implementa con una rectificación de onda completa de la señal de entrada.

El secundario del fluxgate se conecta a una cadena de ganancia ajustable, y cuyo valor puede seleccionarse entre $\times 3$, $\times 9$ y $\times 27$ y que se implementa con un conmutador analógico DG409. La señal en segundo armónico amplificada se pasa

por un demodulador AD630 configurada como rectificador de onda completa que multiplica la señal del fluxgate con la señal de referencia generada como se ha indicado anteriormente. Existen dos líneas de lock-in, aunque para el funcionamiento estándar del dispositivo sólo se emplea una.

Una vez que la señal se ha rectificado, se pasa por un filtro paso bajo que obtiene el nivel de continua de la señal entrante. Este nivel de continua es proporcional a la amplitud de la señal que se rectifica y al desfase entre dicha señal y la de referencia. De tal forma que si las dos señales son de la misma frecuencia y se sintonizan en fase, la señal que entra al posterior conversor analógico-digital es máxima. Este conversor ADC es el AD7490 de 12 bits y también controlado por SPI, y permite tener una sensibilidad de $100\text{mV/V}/\mu\text{T}$ y una resolución de 12nT .

La última etapa la compone el mismo microcontrolador que maneja el resto de dispositivos. La salida del AD7490 está conectada a la entrada de datos del puerto SPI y es el micro el que hace la demodulación de la señal de entrada, como se va a explicar a continuación.

6.3. Funcionamiento del sistema.

El sistema que acaba de describirse se puede emplear como receptor de señal que aparece en el arrollamiento secundario del fluxgate cuando actúa un campo magnético externo.

El fluxgate se excita con una señal cuya frecuencia, fase y amplitud se regula mediante el generador AD9833 y el conversor digital-analógico AD5452. Esta señal se amplifica con el amplificador de potencia de la etapa previa al magnetómetro y se la hace circular por el circuito de doble resonancia.

Cuando hay un campo externo, se produce un desplazamiento del ciclo de histéresis y el núcleo satura de manera asimétrica, por lo que aparece una señal en segundo armónico.

En la figura 6.10 se puede ver la parte del esquema general del sistema que corresponde al tratamiento de la señal de portadora de la comunicación.

Figura 6.10: Esquema de la cadena de recepción de la señal 2º armónico. (1) Salida del amplificador de ganancia ajustable. (2) salida del multiplicador de la señal de entrada en 2º armónico y la señal de referencia. (3) Señal de salida del amplificador lock-in. (4) Código de entrada al microcontrolador cuyo valor es la envolvente de la portadora o señal de modulación (campo magnético inducido).

La señal de salida de la etapa de ganancia ajustable (1) es un tono compuesto por la señal en segundo armónico que aparece por la presencia de un campo magnético inducido y otros tonos espúreos que pueden aparecer debido a interferencias en el canal. La señal amplificada se multiplica en el demodulador AD630 con la señal de referencia 1 (Ref1) generada en el propio sistema. Debido a que el generador de señal de excitación del fluxgate y el generador de la señal de referencia del lock-in tienen el mismo reloj de sincronismo, los desfases que puedan originarse entre la referencia y la señal en segundo armónico son consecuencia de la comunicación y por tanto se eliminan mediante un ajuste de fase. La señal resultante en el bloque 2 es una señal rectificada en onda completa (cuando se ha eliminado el desfase), que se filtra antes de convertirla en el conversor ADC. El filtro está calibrado para la tensión continua por lo que debe estar al menos un orden de magnitud por debajo de la frecuencia que se quiere filtrar, en este caso la portadora y en el caso concreto del diseño, en torno a los 5KHz.

La señal de salida del filtro entra al conversor ADC. Esta señal es la envolvente de la portadora que es modulada en amplitud por el campo magnético externo. Por tanto se tratará de una señal con un valor de amplitud máximo cuando exista señal entrante y cercana a cero cuando no la haya.

La última etapa la constituye el microcontrolador. Ejecuta el programa de demodulación a través de la cadena descrita anteriormente. Para ello almacena y procesa los datos obtenidos vía SPI del ADC externo (AD7490) o a través de su

propio conversor.

El conversor AD7490 obtiene la tensión a convertir del canal 1. El tiempo total que tarda el conversor desde que lee el dato de entrada en tensión hasta que termina de generar el dato digital resultado de la conversión es de 1100 ns (300 ns para la captura de la tensión de entrada y 800 ns para la conversión completa al dato digital). Este dispositivo se debe configurar como esclavo para la comunicación vía serie. Es decir, la señal de reloj la da el dispositivo maestro que en este caso es el microcontrolador. El PIC16F887 se configura con una señal de oscilador principal del sistema de 8MHz lo que hace que la señal de salida del reloj del puerto SPI sea $F_{OSC}/4 = 2\text{MHz}$ ($T=500\text{ ns}$).

Entonces, como el dato completo está formado por 16 bits (dos trenes de pulsos de 8 bits cada uno) el tiempo total que se emplea en obtener una conversión es de:

$$t_{total} = 800ns + 300ns + (16 \cdot 500ns) = 9'1\mu s \quad (6.4)$$

En el sistema que se presenta se detecta directamente el campo magnético sin necesidad de portadora. Lo que es una ventaja frente a los sistemas inductivos y en general, frente a cualquier sistema de telecomunicación. En los sistemas basados en antenas inductivas (en concreto) como los datos han de mandarse a una frecuencia menor que la frecuencia de la portadora, se limita esta frecuencia a las características del canal de transmisión. Con el sistema propuesto se pueden transmitir datos con una frecuencia de portadora adaptable a los sistemas inductivos. Esto puede aumentar la velocidad de trasmisión de datos.

El tipo de modulación con el que se va a trabajar en nuestra propuesta es la ASK, modulación digital en amplitud. El transmisor genera campo a una frecuencia que es la de modulación cuando quiere transmitir un '1' y detiene la generación de campo cuando se quiere enviar un '0'. Al estar el dispositivo alimentado, no es necesario suministrarle energía, como sucede en la mayoría de los dispositivos RFID por eso el nivel de inactividad o iddle de la línea será 0. Por tanto, el bit de inicio, previo al dato que se ha recibido deberá ser un bit '1'. Cuando se inicia una comunicación se deberá enviar una palabra de sincronía. Esto es, dos números 85 (0x55 en hexadecimal) de tal forma que, el primero se emplee para la sintonización en fase con la portadora y la medida de tamaño

del bit, y el segundo sea para corroboración de errores y notificación de inicio de trama. El final de trama será siempre un 255 (0xFF en hexadecimal).

La comunicación que se plantea es hasta el nivel de enlace del modelo OSI, por tanto el tipo de protocolo no está sujeto a ninguna norma. Para el desarrollo que se presenta aquí, se ha empleado un modelo de trama donde se indica información como el tamaño del paquete, los códigos de identificación del transmisor y el receptor, etc.

6.4. Conclusiones y trabajo futuro.

Se ha desarrollado un sistema de telecomunicaciones donde la portadora de la comunicación es el segundo armónico producido por la modulación de un campo magnético generado por un transmisor que puede situarse a una distancia de algunas decenas de metros. La antena receptora propuesta es un magnetómetro fluxgate que se satura de forma asimétrica por la existencia de un campo magnético externo por lo que aparecen elementos a frecuencia doble (2º armónico). La señal se hace pasar por un lock-in, sintonizado a frecuencia doble, que obtiene la envolvente de la comunicación. Esta información es procesada en el microcontrolador que lee niveles de tensión y los interpreta como bits.

El funcionamiento está probado en algunos proyectos donde el grupo está trabajando actualmente. Por eso se trata de un diseño cerrado en el que se pueden hacer ligeras modificaciones para cambiar parte de su funcionamiento en el futuro. En trabajos previos del grupo la transmisión de señal se hacía mediante modulación de amplitud por lo que el fluxgate estaba sintonizado a la frecuencia de transmisión mediante una segunda línea de lock-in que podría sustituir al microcontrolador ya que serviría para extraer los bits de información. La salida del primer lock-in se conectaba con la entrada del segundo y la señal de referencia correspondiente tendría la frecuencia de la señal moduladora. El principal problema de este montaje es que es necesario conocer la frecuencia de la señal moduladora, algo que con el montaje propuesto no es necesario ya que es un dato que se averigua con el código de inicio de trama.

En este trabajo no se puede hablar de una comunicación coherente o no coherente

ya que, como se ha indicado anteriormente, el transmisor no conoce la frecuencia de la señal portadora. Esto supone la definición de un nuevo tipo de comunicación donde la frecuencia de la señal moduladora se extrae de la información de la primera palabra de la comunicación que se sabe que es un 0x55 y se emplea para medir el ancho de bit.

Como se ha explicado anteriormente, el modelo de comunicaciones se basa en un desplazamiento de la magnetización del material dentro del ciclo de histéresis producido por un campo magnético externo. Nos gustaría explorar la transmisión de señales usando esta técnica. Un núcleo magnético imanado a saturación por un campo magnético externo solo genera armónicos impares. Si, simultáneamente al campo alterno, se le aplica un campo continuo, disminuyen los armónicos impares y aparecen armónicos pares. Se podría controlar esta alternancia y cambiar entre armónicos impares y armónicos pares sin más que sumar a la señal de modulación principal, otra señal de distinta frecuencia. Se puede asignar el valor lógico ‘0’ a una de las dos frecuencias y el valor ‘1’ a la otra de tal forma que, una vez más, la primera palabra de la comunicación (0x55) serviría para que el receptor supiera la duración del bit. Con la configuración actual del sistema, el microcontrolador “lee” los niveles de voltaje que le llegan y obtiene la información de recepción. Cuando el nivel es inferior porque la señal que recibe tiene una frecuencia diferente, establece el cambio de bit. Este cambio en el nivel se puede emplear como un tipo de modulación en amplitud, o se puede emplear para que el microcontrolador cambie la frecuencia de referencia del lock-in y lea la amplitud máxima con una frecuencia distinta que la del inicio. Se establecería así una modulación en frecuencia.

Siguiendo con este tipo de modulación, se puede modificar la configuración actual de la PCB receptora y emplear las dos líneas de lock-in. Una sintonizada a una frecuencia de armónico par y la otra a una frecuencia de armónico impar. El microcontrolador recibiría las dos señales demoduladas y, o bien él mismo, o a través del conversor analógico-digital externo detectaría si hay nivel distinto de 0V en la línea de la frecuencia par o impar.

Referencias

- [1] K. Aston .“That “Internet of things” thing”. RFID Journal. 2009
- [2] K. Kaur, K. Kaur. “Role of RFID technology in internet of things”. International Journal of Advanced Technology in Engineering and Science. Vol 5. 2017.
- [3] S. Patil, S. Nair, Dr. B. E. Narkhede, Prof. D. V. Pendam. “A 20/20 vision of Internet of things”. doi: 10.9790/487X-1808027680. 2016.
- [4] Lopez Research LLC. ”An Introduction to the Internet of Things”. Retrieved from: www.cisco.com. 2013.
- [5] M. Roberti. “RFID, Sensors and the Internet of Things”by ”. RFID Journal. 2016.
- [6] J. Gubbi, R. Buyya, S.n Marusic, and M. Palaniswami, “Internet of Things (IoT): A Vision, Architectural Elements, and Future Directions”, Technical Report. July 2012.
- [7] Y. Jadeja, et. al., “Cloud Computing - Concepts, Architecture and Challenges”, in the proceedings of International Conference on Computing Electronics and Electrical Technologies. 2012.
- [8] I.F. Akyildiz, W. Su, Y. Sankarasubramaniam, E. Cayirci, ”Wireless Sensor Networks: A Survey”. Computer Network. Vol. 38. 393–422. 2002
- [9] A. Cerpa, J. Elson, M. Hamilton, J. Zhao. ”Habitat monitoring: application driver for wireless communications technology”. ACM SIGCOMM’2000. 2001.
- [10] K. Ahsan, H. Shah, P. Kingston. ”RFID Applications: An Introductory and Exploratory Study”. IJCSI International Journal of Computer Science Issues, Vol. 7. 2010.

-
- [11] D.Parkash, T. Kundu, P. Kaur. "The RFID technology and its applications: A review". International Journal of Electronics, Communication & Instrumentation Engineering Research and Development (IJECIERD). Research gate. 2016.
 - [12] M.A.A. Khan, A.A.S. Qureshi, M. Farooqui. "Double Security of RFID Credit Cards". International Journal of Computer Sciences and Engineering. Vol 5. 42-46. 2017.
 - [13] J. C. López Calvet. "The role of RFID in the mobile phone". Telektronikk. 2005.
 - [14] Rohde & Schwarz. "Near Field Communication (NFC) Technology and Measurements. White Paper".
 - [15] T. Halevi, D. Ma, N. Saxena, and T. Xiang. "Secure Proximity Detection for NFC Devices Based on Ambient Sensor Data". European Symposium on Research in Computer Security ESORICS. 2012.
 - [16] N. Nasri, N. Kachouri, M. Samet, L. Andrieux. "Radio Frequency Identification (RFID) Working, design considerations and modelling of antenna". 2008 5th International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices. 2008.
 - [17] P. Ripka. "Review of fluxgate sensors". Sensors and actuators A. Vol 33. 129-141. 2003
 - [18] P. Ripka. "Advances in fluxgate sensors". Sensors and actuators A. Vol 106. 8-14. 2003
 - [19] F. Primdahl. "The fluxgate magnetometer". Journal of Physics: Scientific Instruments. Vol 12. 1979.
 - [20] S.V Marshall "An analytic model of the fluxgate magnetometer". IEEE Transactions on Magnetism Vol. 3. Sep 1967.
 - [21] NEWTON. "New portable multi-sensor scientific instrument for non-invasive characterization of rock from planetary surface and sub-surfaces". Horizon 2020 research and innovation programme under grant agreement No 730041.

-
- [22] G. Q. Díaz, P. Mena-Rodríguez, I. Pérez-Álvarez, E. Jiménez, B. Dorta-Naranjo, S. Zazo, M. Pérez, E. Quevedo, L. Cardona and J. Joaquín Hernández. "Underwater Electromagnetic Sensor Networks—Part I: Link Characterization". *Sensors* 2017.
- [23] J.W. Judy, H. Yang, N. Myung, P. Irazoqui-Pastor, M. Schwartz, K. No. and K. Yang. "Ferromagnetic Micromechanical Magnetometers". *Research Gate*. 2001.

Conclusiones

El objetivo de esta tesis ha sido la exploración y el estudio de nuevas formas de aplicación del magnetismo, en el marco de la ingeniería electrónica, la instrumentación científica y la investigación en comunicaciones.

Una de las áreas más importantes en las que se han trabajado ha sido la medida y caracterización de materiales magnéticos. En este sentido se han desarrollado dos sistemas. Uno de ellos para la medida de muestras pequeñas de material en el entorno de un laboratorio de investigación de materiales y otro para medida de grandes muestras cuya aplicación se ha pensado en entornos extraplanetarios, como parte de la carga útil de módulos de exploración planetaria.

Para la medida de muestras pequeñas se ha diseñado el AGFM, sistema que combina los llamados “Alternating Gradient Force Magnetometers” con sistemas de medida de susceptibilidad magnética. Su diseño se pensó para su aplicación directa como mejora de los instrumentos ya existentes, y ha quedado demostrado su versatilidad al incluir dos utilidades integradas en una sola. Los resultados mostrados en el capítulo primero de esta tesis muestran la calidad de las medidas y de las caracterizaciones de parámetros magnéticos que pueden hacerse. En el futuro, se debe seguir trabajando en su desarrollo y mejoras, en lo que respecta a: la interfaz de usuario y la calibración de la membrana vibrante, además, y debido a las muchas posibilidades que ofrece este sistema, será interesante probarlo en otros casos de uso, experimentos y medidas.

Como se ha visto en el capítulo dedicado a este proyecto, el proyecto NEWTON ha servido para el desarrollo de un instrumento para la medida y caracterización de muestras grandes de terreno, como rocas, en ambientes extraplanetarios, incorporándolo como carga útil en misiones de exploración planetaria. El desarrollo

de este proyecto ha servido para crear un nuevo tipo de sensor capaz de hacer la caracterización del parámetro de susceptibilidad magnética tanto en la parte real como la imaginaria. Se ha trabajado en la creación del sistema electrónico capaz de controlar y capturar los datos del sensor así como en el diseño de la interfaz para la conexión con el resto del módulo. Actualmente, se sigue mejorando el sistema y ya está prevista la creación de un nuevo susceptómetro con una estructura mucho más integrada, más pequeña y menos pesada, como parte de los requerimientos que se hicieron para incluirlo en las misiones futuras. Junto con estas mejoras se deberá hacer la adaptación de los protocolos de comunicación con el ordenador de a bordo para lo que se tendrá que adaptar los programas y algoritmos a la forma de procesamiento (organización de memoria, lenguaje, uso de periféricos) necesarios.

Aunque será necesario avanzar en todos estos puntos, lo más prioritario es seguir haciendo medidas y caracterización de diferentes rocas. Haciendo esto podremos mejorar el sistema y añadir funcionalidades que actualmente no contemplamos. En el futuro se trabajará estrechamente con los desarrolladores del módulo lunar LUVNI lo que servirá para el mejorar el diseño y las prestaciones del instrumento.

El uso de sensores AMR o fluxgate ha permitido el desarrollo de sistemas complejos de detección, localización e identificación de vehículos para la mejora de la seguridad en zonas de difícil vigilancia. En el caso del proyecto Borbidden el sistema completo estaba basado en sensores AMR al ser estos la mejor opción posible atendiendo a razones estrictas de diseño como la sensibilidad, la sencillez de la circuitería asociada o los costes. Además, se optó por esta solución debido a que ya se conocía el comportamiento de los sensores y el desarrollo de todo el sistema se simplificaba enormemente. Como pudo verse en el epígrafe relacionado con los resultados, las pruebas realizadas hasta la fecha, y que por cuestiones de infraestructura del proyecto no han podido prolongarse más, son más que suficientes para demostrar la viabilidad y podría ser un buen paso para continuar con él y seguir recopilando base de datos de vehículos, no sólo en España si no en Europa y, siempre que sea posible, el resto del mundo.

El proyecto HERAKLES surge a partir del anterior y emplea sensores de fluxgate para una aplicación similar: la localización e identificación de embarcaciones en

zonas de poca profundidad de agua. Los resultados presentados en las simulaciones sirvieron para demostrar que con procesamiento matemático y el desarrollo de un algoritmo de triangulación, la detección e identificación estaban garantizadas. Sin embargo se emplearon como entradas de una red neuronal que se entrenó para hacer predicciones de trayectoria y obtener estos datos a parte de los anteriormente mencionados.

Como parte del desarrollo en materia estricta de telecomunicaciones se ha trabajado en dos proyectos para el desarrollo de sistemas de comunicación basadas en inducción de campo magnético. Uno de ellos emplea un núcleo magnético saturado, para alimentar un circuito electrónico que permita almacenar una gran cantidad de datos, siendo estos accesibles sólo cuando el sistema está recibiendo señal de campo magnético, y la gran ventaja de esto es que dicho campo sólo se genera en dispositivo diseñado para tal efecto manejado por un usuario autorizado, mejorando las directivas de seguridad actuales en ámbitos donde el control de la información almacenada en ciertos dispositivos está seriamente comprometida. Actualmente se está trabajando en la implementación de la red que dará soporte a los SPIDs de los que se habla en el capítulo correspondiente, y como trabajo futuro es necesario mejorar dicha red y los protocolos de comunicación para hacerlos más adaptables a la propia red del entorno donde se instale todo el sistema. La red propia de los SPIDs tiene un protocolo diseñado específicamente para esta aplicación, sin embargo la conexión con la red empresarial fuerza a hacer una adaptación del código que será propia de cada lugar donde quiera instalarse.

Otra de las aportaciones, en materia de telecomunicaciones es el diseño de un sistema receptor de señal portadora mediante campo magnético inducido que, empleando sensores de fluxgate como antena puede recibir señal que modula una portadora impuesta por el propio receptor sin que el transmisor tenga que transmitirla. En el capítulo 6 se han demostrado las ventajas de este sistema viéndolas desde dos puntos de vista: por un lado, el propio concepto de la ausencia de una señal de portadora en transmisión ya es en sí algo innovador ya que prácticamente todos los enlaces de telecomunicaciones obligan a la transmisión del dato como una modulación de una señal de portadora. La ausencia de esta permite que la circuitería del transmisor se simplifique, abarate y aumente la compatibilidad entre transmisores y receptores. Por otro lado el hecho de que la portadora

la imponga el propio receptor (siempre dentro de unos límites) mejora mucho la eficiencia del sistema y la versatilidad del mismo al poder elegir la frecuencia con la que se establece el enlace. En cuanto al trabajo futuro, la línea de mejor del sistema irá encaminada a la utilización de otra segunda línea de lock-in para implementar otros tipos de modulación diferentes.

Durante el tiempo de desarrollo de la tesis se ha trabajado en varias líneas de investigación y desarrollo, muchas de ellas dentro del propio GDM y otras con los departamentos de la escuela: Grupo de Aplicaciones del Procesado de la Señal (GASP) y Grupo de Ingeniería de Redes y Servicios Avanzados de Telecomunicación (GIRSAT), con los que se han llevado a cabo varias colaboraciones, prueba de las cuales son algunos artículos mostrados en los anexos así como una patente que también figura ahí, en la que se describe un nuevo sistema y protocolo de comunicaciones para sensores que formen parte de redes IoT).

Como se dijo en la introducción de la tesis, gran parte de los capítulos de la misma corresponden a artículos que, o están publicados o están pendientes de publicación. Dentro del trabajo a realizar a la finalización del doctorado está publicar dichos artículos y continuar con la colaboración iniciada con otros miembros del departamento en trabajo relativo a otros aspectos del magnetismo aplicado a la ingeniería electrónica y de telecomunicaciones.

Bloque V

Anexos

Anexos.

Aportaciones en el ámbito del ‘Internet de las Cosas’ (IoT)

Los trabajos que se muestran a continuación se han desarrollado con los miembros del Grupo de Ingeniería de Redes y Servicios Avanzados de telecomunicación. Las áreas de investigación de este grupo comprende el desarrollo software y hardware de sistemas de nodos sensorizados para redes de intercambio de datos basados en Internet de las Cosas.

T4AI: A system for monitoring people based on improved wearable devices

Marina Pérez-Jiménez¹, Borja Bordel Sánchez^{2*}, and Ramón Alcarria³

¹Department of Physical Electronics, Universidad Politécnica de Madrid
marina.perez@isom.upm.es

²Department of Telematics Systems Engineering, Universidad Politécnica de Madrid
bbordel@dit.upm.es

³Department of Topographic Engineering and Cartography, Universidad Politécnica de Madrid
ramon.alcarria@upm.es

Abstract

Monitoring people is central to many applications. Some works from the literature prove that information about that the sequence of objects a person uses while performing an activity robustly characterizes both, the activity and the quality of its execution. In this paper we present a novel system called “Toolkit for activities Inference” (T4AI) for inferring the activities executed by people from the interactions with objects. The system includes as main element a cybernetic glove based on wearable RFID readers and sensors. Our proposal includes an improved RFID technology being able to be used in metallic environments (such as industry scenarios). Moreover, an experimental validation was conducted in order to determine the performance of the proposed system.

Keywords: cybernetic devices, cybernetic glove, RFID, T4AI, Toolkit for activities Inference

Marina Pérez Jiménez, Borja Bordel Sánchez and Ramón Alcarria. “T4AI: A system for monitoring people based on improved weareable devices”. ReBICTE. Vol 2. 2016.

Building Smart Adaptable Cyber-Physical Systems: Definitions, Classification and Elements

Borja Bordel^(✉), Ramón Alcarria, Marina Pérez-Jiménez,
Tomás Robles, Diego Martín, and Diego Sánchez de Rivera

Technical University of Madrid, Madrid, Spain
bbordel@dit.upm.es, {ramon.alcarria,
tomas.robles,diego.martin.de.andres}@upm.es,
marina.perez@isom.upm.es,
diego.sanchezderiveracordoba@gmail.com

Abstract. The provision of systems that join the information technologies with the physical world has been one of the most popular issues in research in the last fifteen years. Nevertheless, the complexity associated with these systems prevented many authors from providing a theoretical formalization. Even it is difficult to find a consensus name or a definition for this new type of systems. Therefore, in this work we propose a theoretical and technical formalization for these solutions, which includes a name at the forefront of research: smart adaptable cyber-physical systems (SACPS). We also present a complete definition for the SACPS, and explain the elements and subsystem interaction.

Keywords: Smart Adaptable Cyber-Physical Systems · SACPS · RFID · Wearable technologies · Wireless HAN · Cybernetic devices

Borja Bordel Sanchez, Ramon Pablo Alcarria Garrido, **Marina Perez Jimenez**, Tomas Enrique Robles Valladares, Diego Martín De Andrés, Diego Sánchez de Rivera. “Building Smart Adaptable Cyber-physical Systems: Definitions, classification, elements and Technologies”. 9th International Conference on Ubiquitous Computing & Ambient Intelligence. UCAmI. Puerto Varas (Chile). 2015.

Analyzing UAV-Based Remote Sensing and WSN Support for Data Fusion

Ramón Alcarria¹, Borja Bordel², Miguel Ángel Manso³, Teresa Iturrioz¹,
Marina Pérez³

¹ Department of Topographic Engineering and Cartography, Universidad Politécnica de Madrid. Avenida del Mediterráneo km 7, 28031 Madrid, Spain

² Department of Telematics Systems Engineering, Universidad Politécnica de Madrid. Avenida Complutense n. 30, 28040, Madrid, Spain

³ Department of Physical Electronics, Universidad Politécnica de Madrid. Avenida Complutense n. 30, 28040, Madrid, Spain
{ramon.alcarria, borja.bordel, m.manso, teresa.iturrioz}@upm.es,
marina.perez@isom.upm.es

Abstract. Recent developments in remote sensing are significantly contributing to exploration and data acquisition through improved efficiency and risk reduction. Unmanned Aerial Vehicles (UAV) are involved in a wide range of remote sensing applications, as they are rapid, efficient and flexible acquisition systems. They represent a valid alternative or a complementary solution to satellite or airborne sensors. Wireless Sensor Networks (WSN), on the other hand, have proliferated significantly in recent years thanks to their timely, cheap and extremely rich data acquisition capacity with respect to other acquisition systems. This paper analyzes current state of the art in UAV-based remote sensing and WSN support for the generation of integrated data. An architecture is proposed for the combination of these technologies and the data acquisition, communication, fusion, and presentation processes are analyzed along with the proposal of future challenges.

Keywords: Wireless Sensor Networks, WSN, remote sensing, survey, data fusion, unmanned aerial vehicles, UAV

Ramón Alcarria, Borja Bordel, Miguel Ángel Manso, Teresa Iturrioz, **Marina Pérez**. “Analyzing UAV-Based Remote Sensing and WSN Support for Data Fusion” Proceedings of the International Conference on Information Technology & Systems (ICITS 2018). ICITS. Salinas (Ecuador). 2018. Advances in Intelligent Systems and Computing, vol 721. Springer, Cham.

**CREACIÓN DE UNA COMUNIDAD VIRTUAL MULTIPLATAFORMA
Y PORTFOLIO DIGITAL, PARA LA TUTORÍA CURRICULAR, LA
ORIENTACIÓN PROFESIONAL Y EL FOMENTO DE LAS
VOCACIONES TECNOLÓGICAS**

**Borja Bordel ^{1*}, Marina Pérez Jiménez ², María del Mar Sanz Lluch ², Ramón
Alcarria ³ y Diego Martín ¹**

1: GIE Redes y Servicios de Comunicaciones
ETSI. Telecomunicación
Universidad Politécnica de Madrid
e-mail: bbordel@dit.upm.es, diego.martin.de.andres@upm.es

2: Grupo de dispositivos magnéticos del ISOM
ETSI. Telecomunicación
Universidad Politécnica de Madrid
e-mail: mar.sanz.lluch@upm.es, marina.perez@isom.upm.es

3: GIE INNGEO
E.T.S.I. Topografía, Geodesia, Cartografía
Universidad Politécnica de Madrid
e-mail: ramon.alcarria@upm.es

Resumen. La web 2.0 ha cambiado totalmente la manera en la que la sociedad se relaciona y accede a la información. Como principal consecuencia, tantos los alumnos como los futuros alumnos de la Universidad ya no acuden a las fuentes de información típicas de la primera revolución de Internet: sitios web, Moodle, etc.. En contraposición, nuevas plataformas de comunicación, participación, información y generación de contenido de forma colaborativa han surgido y son empleadas de manera masiva por los estudiantes y por los potenciales futuros alumnos. Por otro lado, la utilización de estas herramientas por parte los profesores es todavía muy disperso y no aprovecha las potenciales sinergias. El propósito de este proyecto, por tanto, es crear una comunidad virtual que aproveche los contenidos creados por docentes, alumnos, futuros alumnos, alumnos de años anteriores, y/o grupos sociales de gran interés para la tutoría curricular, el fomento de las vocaciones STEM, la captación de alumnos y la promoción de las actividades de la Universidad, entre otros usos.

“Creación de una comunidad virtual multiplataforma y portfolio digital, para la tutoría curricular, la orientación profesional y el fomento de las vocaciones tecnológicas”. Proyecto dentro del marco de Proyectos de Innovación Educativa de la Universidad Politécnica de Madrid. 2016-2017.

Patentes

A continuación se muestran las patentes que se han conseguido durante el desarrollo de la tesis. Se puede ver el título, la lista de autores y un breve resumen de la invención.

Dos de las patentes se consiguieron en el Grupo de Dispositivos Magnéticos y otra de ellas con el Grupo de Ingeniería de Redes y Servicios Avanzados de telecomunicación.

PATENTE DE INVENCION CON EXAMEN PREVIO		B2
<p>22 Fecha de presentación: 29.11.2013</p> <p>43 Fecha de publicación de la solicitud: 29.05.2015</p> <p>Fecha de modificación de las reivindicaciones: 08.06.2016</p> <p>Fecha de la concesión: 10.06.2016</p> <p>45 Fecha de publicación de la concesión: 17.06.2016</p>	<p>73 Titular/es: UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID (100.0%) C/ Ramiro de Maeztu, 7 28040 Madrid (Madrid) ES</p> <p>72 Inventor/es: AROCA HERNÁNDEZ-ROS, Claudio; COBOS ARRIBAS, Pedro; DE MENDIZÁBAL VÁZQUEZ, Ignacio y PÉREZ JIMÉNEZ, Marina</p> <p>74 Agente/Representante: CARPINTERO LÓPEZ, Mario</p>	
<p>54 Título: Procedimiento de medida de parámetros magnéticos y de los armónicos temporales tanto en fase como en cuadratura del momento magnético de pequeñas muestras excitadas con campos magnéticos alternos o continuos</p>		
<p>57 Resumen:</p> <p>Procedimiento de medida de parámetros magnéticos y de los armónicos temporales tanto en fase como en cuadratura del momento magnético de pequeñas muestras excitadas con campos magnéticos alternos o continuos.</p> <p>El procedimiento permite caracterizar materiales magnéticos aplicando campos magnéticos alternos en un amplio rango de frecuencias utilizando un sistema mecánico resonante. La caracterización se hace con campos magnéticos creados con corrientes alternas, lo que permite gran variedad de medidas.</p> <p>Se define un susceptómetro de gradiente de campo alterno que puede trabajar con campos excitadores de cualquier frecuencia. Para ello, el dispositivo consta de un electroimán (11) de ferrita capaz de generar campos tanto continuos como alternos del orden de 0,3 T, un sistema mecánico resonante de micro-lengüeta (2) oscilante, un sistema de detección (4) de posición del sistema resonante y unos carretes de hilo de cobre (6), capaces de generar un gradiente alterno de campo magnético.</p>

FIG. 1

FIG. 2

12

PATENTE DE INVENCION CON EXAMEN PREVIO

B2

22 Fecha de presentación:

15.02.2016

43 Fecha de publicación de la solicitud:

17.08.2017

Fecha de modificación de las reivindicaciones:

17.10.2017

Fecha de la concesión:

14.02.2018

45 Fecha de publicación de la concesión:

21.02.2018

73 Titular/es:

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID
(100.0%)Ramiro de Maeztu 7
28040 Madrid ES

72 Inventor/es:

BORDEL SANCHEZ, Borja;
PEREZ JIMENEZ, Marina;
ALCARRIA GARRIDO, Ramón Pablo y
ROBLES VALLADARES, Tomas Enrique

74 Agente/Representante:

UNGRÍA LÓPEZ, Javier

54 Título: Procedimiento y sistema de comunicaciones para sensores

57 Resumen:

Procedimiento y sistema de comunicación para sensores con capacidades heterogéneas comprendiendo al menos un dispositivo esclavo (7) con al menos un sensor (5) y un dispositivo maestro (6) comunicado con el esclavo (7) mediante un canal de radiofrecuencia (8) semi-dúplex a corta distancia. Maestro (6) y esclavo (7) comprenden:

- un microcontrolador (1), conectado a una cadena de modulación/adaptación de señal (2) y un transceptor (3) de acoplamiento, y a medios de almacenamiento (4);

y están configurados para:

- El maestro (6) enviar un mensaje a un esclavo (7) conteniendo la identificación y capacidades del maestro (6);
- El esclavo (7) en respuesta y tras un tiempo de espera, enviar un mensaje al maestro (6), indicando identificación del maestro (6) e identificación y capacidades del esclavo (7);
- En base a todas las respuestas y a unas preferencias de descargas, el maestro (6) habilita un modo de descarga de datos a uno o más esclavos (7) seleccionados.

FIG. 2

12

PATENTE DE INVENCION CON EXAMEN

B2

22 Fecha de presentación:

27.12.2017

43 Fecha de publicación de la solicitud:

09.05.2018

Fecha de concesión:

26.10.2018

45 Fecha de publicación de la concesión:

05.11.2018

73 Titular/es:

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID
(100.0%)Avda. Ramiro de Maeztu, nº 7
28040 MADRID (Madrid) ES

72 Inventor/es:

ARCA HERNÁNDEZ-ROS, Claudio;
COBOS ARRIBAS, Pedro;
PÉREZ JIMÉNEZ, Marina y
PÉREZ FERNÁNDEZ, Jose Luis

74 Agente/Representante:

UNGRÍA LÓPEZ, Javier

54 Título: SISTEMA INDUCTIVO DE TRANSMISIÓN/RECEPCIÓN DE DATOS MEDIANTE BLOQUEO DE LA GENERACIÓN DE ARMÓNICOS DE UN NÚCLEO FERROMAGNÉTICO

57 Resumen:

Sistema inductivo de transmisión/recepción de datos mediante bloqueo de la generación de armónicos de un núcleo ferromagnético.

El sistema propuesto realiza comunicaciones entre dos sistemas, uno maestro que crea un campo magnético alterno con el que dialoga con uno o varios esclavos, que responden a frecuencias distintas de la generada por el maestro mediante un núcleo magnético no lineal generador de armónicos de orden superior a los del campo magnético creado por el maestro. La generación de armónicos es controlada por el esclavo mediante un bobinado cortocircuitable permitiendo la transmisión de datos del esclavo al maestro. El esclavo puede tener una alimentación propia o a través de la bobina cortocircuitable. Esto permite alimentar microcontroladores en los esclavos y dotarlos de inteligencia y gran capacidad de almacenamiento, haciéndolos idóneos para procesos de seguridad control y seguimiento. La frecuencia de excitación puede variarse ya que el funcionamiento de los esclavos no depende de la frecuencia del campo excitador.