



Trabajo Fin de Máster
“Máster Universitario en Microelectrónica:
Diseño y Aplicaciones de Sistemas
Micro/Nanométricos”

**Diseño e implementación de un
transceptor para identificación por radio-
frecuencia (RFID)**

Autor: Bingen Baños Aranceta

Tutores: Jorge Fernández Berni y Rocío del Río Fernández

Fecha: 3 de julio de 2023

Agradecimientos:

A mi hermana Amaia

A Jorge y Rocío por su tiempo y dedicación

A Robin y Ryan por abrirme las puertas al arte de la electrónica

Índice

1	Introducción	1
2	Motivación, Justificación y Planteamiento	2
2.1	Motivación	2
2.2	Justificación y Planteamiento	4
2.3	Objetivos	4
3	Marco Teórico	5
3.1	Introducción y Contextualización	5
3.2	Fundamentos de los Sistemas RFID	5
3.2.1	Introducción: Características y Clasificación	5
3.2.2	Principios de Operación.....	6
3.2.3	Principios Físicos de las Antenas RFID	12
3.2.4	Codificación y Modulación	16
3.2.5	Integridad de Datos (Checksum)	19
3.3	Identificación Animal: Estándares ISO/IEC 11784/11785.....	20
4	Diseño del Lector	24
4.1	Planteamiento del Problema	24
4.2	Trabajos y Proyectos Previos.....	25
4.3	Diseño del Lector	27
4.3.1	Módulo Lector FDX-B	27
4.3.2	Modulo Lector FDX-A.....	35
4.3.3	Integración de Módulos Lectores	44
5	Análisis Crítico y Propuestas de Mejora	45
5.1	Análisis crítico	45
5.2	Propuestas de Mejora.....	46
6	Conclusiones	48
7	Bibliografía.....	50

1 Introducción

En las últimas décadas, el uso de tecnologías de identificación animal ha experimentado un avance significativo, especialmente con el desarrollo y la adopción generalizada de la tecnología de identificación por radiofrecuencia (RFID). El RFID se ha convertido en una herramienta clave para el seguimiento y la gestión de poblaciones animales en diversos contextos, como la agricultura, la ganadería y la conservación de la vida silvestre.

La identificación animal es fundamental para garantizar el bienestar de los animales, mejorar la eficiencia de los sistemas de producción, facilitar la trazabilidad de productos y promover la salud pública. Tradicionalmente, los métodos de identificación como las marcas visuales y los tatuajes han sido utilizados, pero presentan limitaciones en términos de durabilidad, legibilidad y capacidad de almacenamiento de información. En este sentido, el RFID ha emergido como una alternativa altamente eficiente y confiable.

La tecnología RFID se basa en la comunicación inalámbrica entre una etiqueta electrónica o tag colocada en el animal y un lector que recibe y procesa la información transmitida. La etiqueta RFID contiene un microchip que almacena un número de identificación único y puede ser leído por el lector sin necesidad de contacto físico, lo que lo convierte en una opción no invasiva y de bajo estrés para los animales.

En este Trabajo de Fin de Máster se ha diseñado un lector RFID para los protocolos FDX-A y FDX-B, con el objetivo de ampliar las capacidades de identificación y seguimiento de animales. Concretamente, se plantea la implementación futura de este lector en sistemas de monitorización de murciélagos nótulo grande y cernícalos primilla. Estas especies son de particular interés en la conservación de la vida silvestre debido a su importancia ecológica y su vulnerabilidad. El uso de tecnología RFID en la monitorización de murciélagos y cernícalos primilla permitirá recopilar datos relevantes sobre su comportamiento, distribución y hábitat, lo que contribuirá a su estudio y conservación.

Este lector RFID diseñado permitirá la lectura de etiquetas electrónicas compatibles con los protocolos mencionados, brindando una herramienta versátil y eficiente para la identificación animal. Esta primera etapa del diseño en la cual se ha centrado el trabajo consiste en la creación de un prototipo del lector RFID. El prototipo tendrá como objetivo demostrar la funcionalidad y la lógica del lector, permitiendo validar su capacidad para leer y procesar etiquetas electrónicas compatibles con los protocolos FDX-A y FDX-B, y servirá como base para futuras mejoras y refinamientos en el diseño.

2 Motivación, Justificación y Planteamiento

2.1 Motivación

El presente trabajo se enmarca dentro del proyecto SUMHAL (“Sustainability for Mediterranean Hotspots in Andalusia integrating LifeWatch ERIC”) [1], y más concretamente dentro del WP4 de dicho proyecto, titulado “Combining field data, citizen science, and IoT to monitor anthropogenic impacts on Andalusian biodiversity and society”. Además de la Estación Biológica de Doñana, este proyecto de sostenibilidad también integra al Instituto de Microelectrónica de Sevilla, el Instituto de Ciencias de la Tierra y la Estación Experimental de Zonas Áridas, la Estación Experimental del Zaidín y el Instituto de Recursos Naturales y Agrobiología de Sevilla.

El principal objetivo del proyecto SUMHAL es la conservación de la biodiversidad de los entornos naturales y seminaturales del Mediterráneo occidental basándose en infraestructuras de tecnología avanzada y la asociación entre el personal investigador especializado y la ciudadanía. Para ello, se busca establecer sistemas eficientes y científicamente sólidos combinando el trabajo de campo y los entornos virtuales de investigación que se utilizan para registrar, almacenar, analizar y difundir el estado de conservación y amenazas de la biodiversidad y los ecosistemas andaluces.

Andalucía es un ejemplo ideal para analizar la situación de los ecosistemas naturales de la Cuenca Mediterránea suroeste, y por ello ofrece la posibilidad de ser utilizada como objeto de estudio desde un enfoque diferente al de los estudios predominantes de las regiones centroeuropeas. La degradación y paulatina pérdida de biodiversidad de los ecosistemas mediterráneos típicos, donde las amenazas de las sequías o las especies exóticas invasoras, entre otras, rompen el equilibrio de los sistemas naturales hace muy urgente el desarrollo y puesta en marcha de una estrategia de conservación con una base científica sólida. En esta dirección, la conjugación de series de datos históricas con nuevas series de datos recopiladas con sistemas avanzados ofrece una herramienta muy valiosa para abordar los desafíos globales relacionados con la conservación de la biodiversidad.

En el contexto del proyecto SUMHAL, el Laboratorio Virtual de Monitorización Automatizada de una Colonia de nóctulo grande (*Nyctalus lasiopertus*) en la Reserva Biológica de Doñana [2], pretende consolidar un asentamiento de este tipo de murciélagos, documentando dicho proceso y monitorizando de forma automática la colonia a varios niveles. El nóctulo grande es el murciélago más singular de Europa de acuerdo con el Atlas de Mamíferos de Europa [3]. En España se considera una especie “Vulnerable” dentro del Catálogo Nacional de Especies Amenazadas [4]. Por ello resulta de especial interés el estudio de las dinámicas de esta especie para su conservación.

Dicho estudio se realiza actualmente volcando datos en tiempo real a un sistema informático, teniendo en cuenta también información previa disponible. Los datos provienen de cajas refugio convenientemente instaladas para el uso de los murciélagos, algunos de los cuales se marcan con anillas metálicas y transpondedores pasivos de identificación por radio frecuencia FDX-A [5] [6] (ID100 [7], Trovan, EID Ibérica), no habiéndose detectado ningún efecto adverso en ellos hasta el momento. Si es necesario, se pueden marcar individuos con collares radio-emisores que especifican la ubicación. Las cajas refugio contienen en su interior lectores automáticos de transpondedores pasivos, lo que permite hacer un seguimiento del uso que hacen de dichas cajas los

individuos marcados. Además de los lectores RFID (para identificación por radio frecuencia), los refugios también se equipan con sensores de temperatura y cámaras de video sensibles al infrarrojo colocadas frente a las cajas. Estas características adicionales brindan una información muy valiosa, permitiendo a su vez identificar murciélagos que no están marcados. Ocasionalmente, se revisan los interiores de los refugios con cámaras endoscópicas, determinando el número de crías de los partos.

A nivel poblacional, el proyecto permite estudiar la ocupación de los refugios, reproducción de los especímenes y correspondiente éxito reproductor, así como el tamaño y tendencias poblacionales, estimaciones de supervivencia, o el establecimiento de relaciones entre diferentes variables poblacionales y ambientales. Más concretamente, el laboratorio virtual brinda la oportunidad de conocer la evolución de la composición de la colonia a lo largo del tiempo.

También en el contexto del proyecto SUMHAL, el subproyecto Horus [8], tiene como principal objetivo el desarrollo y testado de un sistema de monitorización automático a largo plazo de una colonia de cernícalos primilla estudiando su comportamiento, reproducción y evolución poblacional en entornos agrícolas, los cuales se enfrentan al cambio climático.

El proyecto se fundamenta en la identificación de los cernícalos mediante transpondedores pasivos que utilizan el estándar FDX-B [5] [6], ya sea implantados de forma subcutánea o enganchados a anillas, siendo el entorno de adquisición de datos el nido de las aves. Para ello, se han instalado cajas de anidación en varias ventanas de un silo agrícola abandonado en La Palma del Condado (Huelva), equipando los nidos con lectores de transpondedores y balanzas de precisión para monitorización automática de los individuos que hacen uso de los mismos. El sistema se complementa con sensores de temperatura y cámaras de vídeo, permitiendo recopilar todo tipo de información en tiempo real.

El objetivo final es el registro de la actividad de los individuos de la colonia con un nivel de detalle muy alto. El sistema permitirá en el futuro plantear experimentos complejos que requieran el seguimiento de los individuos, con un coste muy bajo de personal. Todo ello redundará en un mejor conocimiento de la ecología de la especie y su relación con cambios a largo plazo en el ecosistema agrícola.

Este Trabajo de Fin de Máster presenta una propuesta de diseño avanzado para los lectores de transpondedores RFID que se instalen en el futuro en los sistemas de monitorización arriba descritos. El lector propuesto tiene la particularidad de ser un “lector universal”, el cual podrá leer los diferentes tipos de tags usados en ambos proyectos, ofreciendo al personal investigador una herramienta de trabajo mejorada y por lo tanto facilitando su trabajo de campo.

2.2 Justificación y Planteamiento

Un inconveniente al que se enfrentan actualmente los científicos de la Estación Biológica de Doñana que participan en los proyectos anteriormente descritos es el uso de diferentes estándares en los transpondedores RFID para las dos especies, los murciélagos, los cuales están marcados con transpondedores que siguen el estándar FDX-A; y los cernícalos, marcados con transpondedores basados en el estándar FDX-B. Estos transpondedores también conocidos como tags, son los que permiten la identificación por RFID de individuos concretos, requiriendo el uso de diferentes lectores en los sistemas de monitorización.

Al ser FDX-A y FDX-B dos estándares basados en protocolos de comunicación y estructuras de datos diferentes, los investigadores se ven forzados a utilizar soluciones costosas de lectores comerciales que permitan la lectura de ambos tags, siendo el único lector capaz de realizar esta tarea el lector “Unique” [9] de la empresa Trovan, basado a su vez en los lectores LID650/665 [10] de la empresa Dorset. Además de estos lectores, los investigadores han utilizado también lectores del fabricante Priority Design [11], en el contexto del proyecto Horus. Estos lectores son capaces de leer únicamente los transpondedores FDX-B.

En este contexto, con la intención de desarrollar sistemas de monitorización que sean versátiles, nace la necesidad de diseñar una solución propia que implemente un lector capaz de leer ambos tipos de tags, FDX-A y FDX-B, siendo además un lector RFID open-source, con un coste menor que los lectores actualmente utilizados en los proyectos descritos. Este diseño constituye el objetivo fundamental del presente Trabajo Fin de Máster.

En esta memoria, se empezará describiendo el funcionamiento básico de los sistemas RFID para a continuación dar a conocer el estándar de identificación animal por radiofrecuencia ISO/IEC 11784/11785. Después, se pasará a analizar varios trabajos académicos previos en el ámbito de la identificación animal RFID que aportarán ideas y servirán como base al diseño del lector RFID que se propondrá seguidamente. Para terminar, se expondrán varios puntos para futura mejora y optimización y se hablará de cómo se puede lograr un sistema de lectura totalmente funcional y cercano a un producto comercial.

2.3 Objetivos

Los objetivos para el presente trabajo son los siguientes:

- Diseñar un lector de transpondedores tipo FDX-A y FDX-B.
 - o Implementar el hardware lector con el menor coste posible y utilizando componentes y bloques básicos.
 - o Desarrollar el firmware open-source, siempre abierto a revisión y mejora para el procesamiento y gestión de la información de los tags.
- Proporcionar a los investigadores de la Estación Biológica de Doñana las bases para una herramienta de trabajo mejorada y sencilla de utilizar.
- Proponer ideas de mejora y depurado del diseño para la continuación del desarrollo del lector en el futuro.

3 Marco Teórico

3.1 Introducción y Contextualización

Se realiza a continuación una revisión teórica de conceptos fundamentales relativos al funcionamiento de los sistemas RFID. Se explicarán sus principios básicos de operación, así como los fenómenos físicos en los que se basan las antenas de los diferentes tipos de sistemas. También se hace un análisis de los procedimientos de modulación y codificación más utilizados en las comunicaciones de los sistemas RFID, introduciendo con ellos los métodos de verificación e integridad de datos que se emplean en dichos sistemas. Por último, por ser especialmente relevante en el contexto de este trabajo, se introducirán varios conceptos relativos a los estándares de identificación animal ISO/IEC 11784 y 11785.

3.2 Fundamentos de los Sistemas RFID

3.2.1 Introducción: Características y Clasificación

Aunque la identificación por radiofrecuencia (RF) ha tenido una expansión relativamente reciente, la tecnología se viene empleando desde hace varias décadas. La tecnología RFID se desarrolló principalmente durante la Segunda Guerra Mundial con el principal objetivo de distinguir aviones aliados y enemigos [12]. Hoy en día, se ha convertido en una tecnología lo suficientemente madura como para ser útil y económica para su uso en varios ámbitos de la vida cotidiana [13].

La función básica de un sistema de identificación por radiofrecuencia es extraer automáticamente información que ha sido previamente insertada en dispositivos electrónicos específicos. Un sistema RFID siempre se construye en base a dos elementos: un transpondedor o tag, que se instala en el objeto a identificar, y un lector, llamado así porque los primeros sistemas de RFID sólo eran capaces de leer la información transmitida por los transpondedores. El término interrogador es muchas veces utilizado para hacer referencia a los lectores, siendo más general ya que cubre también aquellos lectores que son capaces de enviar información a los tags [14].

Aunque se pueden encontrar lectores con diferentes niveles de complejidad, en todos los casos se deben de implementar las siguientes funciones básicas: suministrar energía a los transpondedores y establecer un enlace de comunicación con estos. Típicamente, el lector contiene en su interior un módulo transceptor de radiofrecuencia que permite el envío y recepción de señales de RF, una unidad de control y un elemento de acople (antena) para la comunicación inalámbrica con el transpondedor. Además, muchos de los lectores que se encuentran en el mercado hoy en día disponen de interfaces adicionales como RS232 o RS485 para permitir la comunicación e intercambio de datos con otro dispositivo externo.

Los transpondedores o tags, que son los dispositivos portadores de datos en un sistema RFID, comúnmente consisten en un microchip (con una memoria donde se guarda la información del transpondedor y circuitería electrónica para la transmisión de dicha información a la antena) y un elemento acoplador (antena). Cuando un transpondedor se encuentra fuera de la zona de interrogación de un lector, este último será incapaz de leer y extraer los datos del transpondedor. Los transpondedores solamente se activan cuando

entran en la zona de interrogación del lector. La mayoría de las veces es el lector quien suministra toda la energía necesaria para la operación del tag utilizando los elementos de acople en ambos dispositivos, aunque a veces los transpondedores puedan tener su propio suministro de energía en forma de baterías o condensadores [15].

Para que la comunicación entre el transpondedor y el lector se establezca debidamente y el traspaso de información entre ambos se complete, los elementos radiantes o antenas de ambos subsistemas deben ser los apropiados para las frecuencias de comunicación y requisitos del sistema. Además, es necesario clarificar que los sistemas RFID necesitan un controlador anfitrión (por ejemplo, un ordenador o microcontrolador) que se comunique con el lector, proporcionando un cierto nivel de inteligencia a este y actuando como una interfaz entre el sistema puro RFID y la aplicación última.

3.2.2 Principios de Operación

En esta sección se describirá la interacción básica entre transpondedores y lectores, en particular la transmisión de la energía para el funcionamiento del transpondedor y la transmisión de datos entre el transpondedor y el lector. El objetivo de esta sección es dar a conocer las bases de la tecnología RFID, cubriendo la mayoría de los aspectos de diseño y análisis de los sistemas abordados en este trabajo.

Sistemas RFID de 1 bit

Un bit es la unidad de información más pequeña que puede ser representada y consta de solamente dos estados: 0 y 1. Esto quiere decir que en un sistema basado en un transpondedor de 1 bit solamente se pueden representar dos estados diferentes. Aunque a priori parezca un sistema primitivo y muy básico, los sistemas basados en transpondedores de 1 bit son ampliamente utilizados en varios ámbitos, siendo los sistemas electrónicos antirrobo de tiendas y supermercados su escenario de aplicación más habitual [16].

Un sistema basado en un transpondedor de 1 bit (por ejemplo, un sistema antirrobo) se compone del transpondedor (o tag), un lector y un dispositivo desactivador (o activador) del tag, siendo este último un componente opcional de dichos sistemas. Tanto el transpondedor como el lector tienen una antena que usan para emitir o captar la radiación magnética.

El procedimiento de radio frecuencia se basa en circuitos resonantes LC. El lector genera un campo magnético alterno a una cierta frecuencia y si la antena del tanque resonante LC del transpondedor se encuentra dentro de este campo magnético generado por el lector, la energía del campo alterno puede ser inducida en el circuito resonante del transpondedor si la frecuencia del campo generado por el lector corresponde con la frecuencia de resonancia del mencionado tanque LC. En esta situación, al aplicar un campo magnético alterno externo al transpondedor, una corriente empezará a fluir en el circuito resonante del mismo al reaccionar contra su causa (Ley de Faraday), es decir, se inducirá una corriente en la bobina por causa de y en contra al campo magnético alterno externo generado por el lector [16].

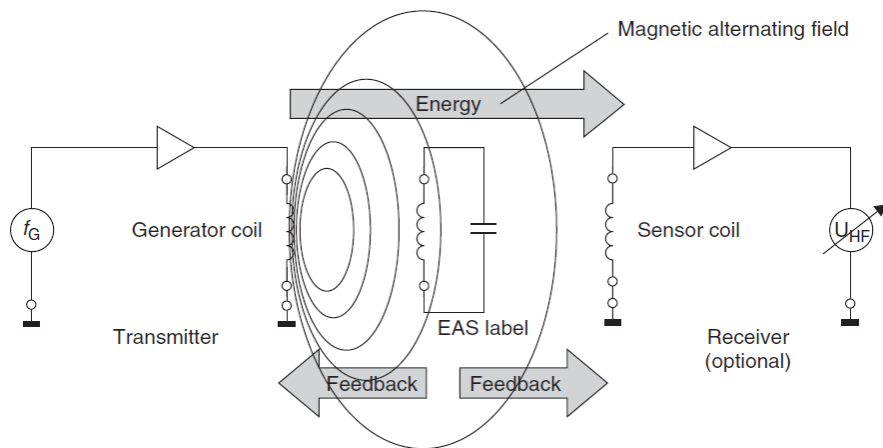


Figura 3.2.1: Esquema de un sistema RFID de 1 bit (extraída del Capítulo 3.1 de [16]).

Este efecto se percibe por el lector como un pequeño cambio en el voltaje en su bobina, el cual sufrirá una reducción por el descenso del campo magnético debido a la absorción de parte de la energía radiada por el transpondedor. Este cambio de voltaje también se puede detectar en bobinas externas al lector. La magnitud de dicha caída en la tensión será dependiente de la distancia entre las dos bobinas y del factor de calidad Q del circuito resonante del transceptor. Este cambio en la tensión entre los extremos de la antena del lector indica que un transpondedor se encuentra en su rango efectivo.

Procedimientos Full-Duplex y Half-Duplex

En contraste con los transpondedores de 1-bit, los cuales se basan en fenómenos físicos simples, los transpondedores que se describen a continuación utilizan un microchip como dispositivo de almacenamiento de los datos. Esto les permite almacenar una cierta cantidad de bits, desde unos pocos bytes hasta 100 kilobytes. Para permitir la transferencia de datos, ya sea en modo de escritura o lectura entre el interrogador y el transpondedor, se utilizan principalmente dos procedimientos en la tecnología RFID: Full-Duplex (FDX) y Half-Duplex (HDX). También existe un tercer procedimiento menos conocido y utilizado: los sistemas secuenciales.

En un procedimiento HDX, la transferencia de datos desde el transpondedor al lector se alterna con la transferencia de datos desde el lector al transpondedor. En cambio, en un procedimiento FDX, la transmisión de datos desde el transpondedor al lector (también llamado up-link o subida) se da de manera simultánea a la transmisión de datos desde el lector al transpondedor (down-link o bajada). El término FDX incluye aquellos procedimientos en los que se utiliza una fracción de la frecuencia de transmisión (subarmónico) o una frecuencia completamente independiente (anarmónico) para la subida de datos [16].

Ambos procedimientos comparten el hecho de que el suministro de energía del lector al transpondedor es continuo, esto es, el lector está constantemente transfiriendo energía al transpondedor independientemente de la dirección de los datos. En los sistemas secuenciales (SEQ) ocurre lo contrario: el suministro de energía del lector al transpondedor solo tiene lugar por un periodo de tiempo, cuando se transfieren los datos del lector al transpondedor (bajada). En este caso, la transferencia de datos por parte del transpondedor hacia el lector se da en las pausas de la transferencia de energía desde el lector al transpondedor.

En la Figura 3.2.2 se puede observar cuándo se realiza la subida y bajada de datos en cada uno de los procedimientos de comunicación, además de mostrar cuándo se produce el suministro de energía al tag por parte del interrogador.

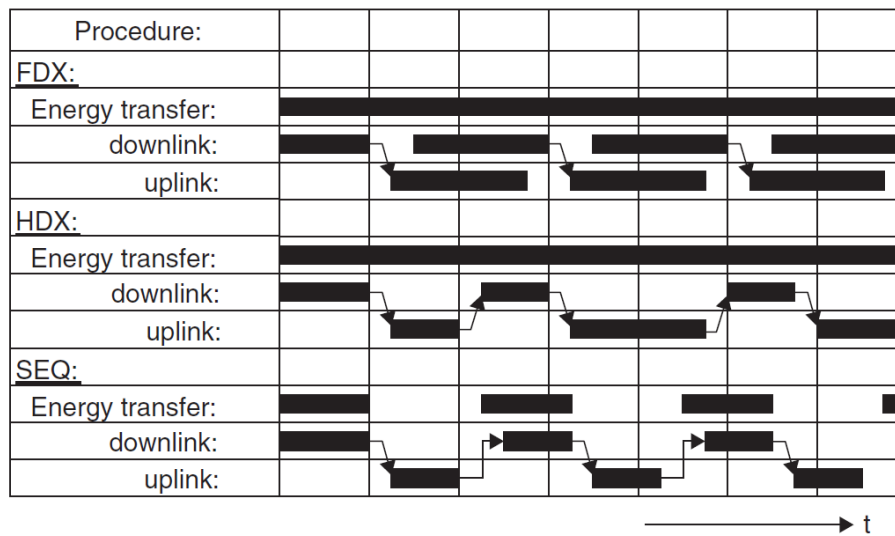


Figura 3.2.2: Temporización de la alimentación y la transferencia de información en procedimientos FDX, HDX y Secuenciales (extraída del Capítulo 3.2 de [16]).

Acoplamiento Inductivo

Un transpondedor de acoplamiento inductivo está formado por el dispositivo electrónico de almacenamiento de datos (microchip) y una bobina que funciona como una antena. La inmensa mayoría de los transpondedores de acople inductivo son pasivos. Esto quiere decir que toda la energía que necesitan para su operación es provista por el lector, a diferencia de los transpondedores activos, los cuales suelen estar formados, además de por la bobina y el microchip, por algún tipo de dispositivo de almacenamiento de energía (baterías o condensadores).

Para el suministro de energía en los transpondedores pasivos, la bobina de antena del lector genera un fuerte campo electromagnético a una cierta frecuencia. Debido a que la longitud de onda en el rango de frecuencias usado es varias órdenes de magnitud más grande que la distancia entre las antenas del lector y el transpondedor, este campo electromagnético puede tratarse en primera aproximación como un simple campo magnético alterno [14]. Una pequeña parte de la radiación emitida por la antena del lector penetrará la antena del transpondedor si este se encuentra a una distancia y orientación adecuadas. Entre los extremos de la antena del transpondedor se inducirá un voltaje debido al campo magnético alterno que actúa sobre la bobina. Este voltaje es después rectificado y entregado al dispositivo de almacenamiento electrónico como alimentación.

Conectando un condensador en paralelo con la bobina de la antena del lector se forma un circuito paralelo resonante, en el cual la frecuencia de resonancia estará definida por los valores de la inductancia de la bobina y la capacitancia del condensador que forman el tanque resonante. Esta frecuencia de resonancia define a su vez la frecuencia de transmisión que usará el lector para la comunicación con el transpondedor. De esta forma, y aprovechándose del fenómeno de la resonancia, se pueden generar corrientes muy altas

en la bobina del lector, generando campos magnéticos muy fuertes, tal y como requieren los sistemas RFID [16].

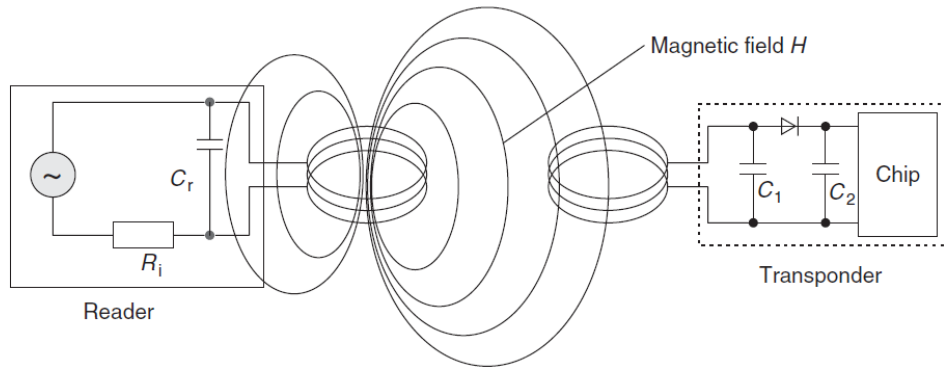


Figura 3.2.3: Esquema de un sistema RFID de acoplamiento inductivo. (extraída del Capítulo 3.2 de [16]).

Otra forma de interpretar el sistema de acople inductivo entre las bobinas del lector y del transpondedor es considerar el sistema como un transformador en donde se da un acoplamiento muy débil entre las dos bobinas. La eficiencia de la transferencia de potencia entre las antenas del lector y el transpondedor será proporcional a la frecuencia de operación f , el número de espiras de las bobinas N , el área que forman las bobinas y el ángulo relativo y la distancia entre ambas.

Transferencia de Datos Transpondedor - Lector: Modulación de Carga

Como se ha descrito anteriormente, los sistemas RFID de acople inductivo se basan en un acople de tipo transformador entre la bobina primaria del lector y la bobina secundaria del transpondedor. Esto se cumple cuando ambas bobinas se encuentran en condiciones *campo cercano*, es decir, cuando la distancia entre el lector y el transpondedor es menor que $\lambda/2\pi$ [16], donde λ es la longitud de onda de la señal de acople.

Si un transpondedor cuyo tanque resonante resuena a la frecuencia correspondiente a la frecuencia de transmisión del lector se encuentra dentro del espacio donde actúa el campo magnético radiado por la antena del mismo, el transpondedor absorberá parte de la energía de esta radiación magnética. La afección en la antena del lector debido a esta absorción de parte de la energía por el transpondedor se puede representar como una impedancia variable Z_t en la bobina de la antena del lector.

En esta situación, conmutar una impedancia de carga conectada a la antena del transpondedor haciendo que este absorba más o menos energía del campo magnético radiado por el lector conlleva un cambio en la impedancia Z_t de la antena del lector, y por tanto en la diferencia de potencial U_t percibida entre los dos extremos de la bobina de la antena del lector. La variación de la impedancia de carga en el transpondedor tiene el efecto de una modulación de amplitud en la bobina de la antena del lector [14] [16].

Si el tiempo con el que se conmuta la resistencia de carga se controla mediante datos digitales, estos datos pueden ser transferidos del transpondedor al lector mediante el proceso denominado modulación de carga (load modulation en inglés). Para recuperar los

datos en el lector, el voltaje en los extremos de la antena se rectifica, consiguiendo una demodulación de la señal modulada en amplitud utilizando una carga en el transpondedor.

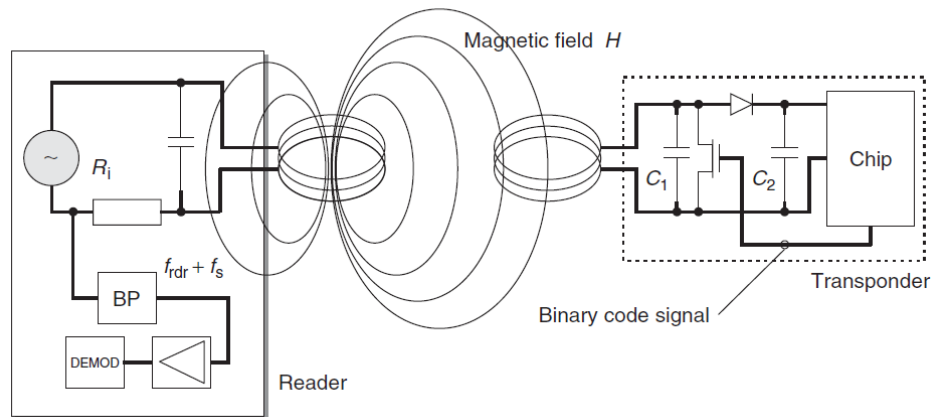


Figura 3.2.4: Esquema de un sistema RFID de acoplamiento inductivo. La modulación de carga se ilustra con el transistor accionado por el código binario (extraído del Capítulo 3.2 de [16]).

Si el transpondedor abandona la condición de campo cercano y pasa a campo lejano, se perderá el acople inductivo y la modulación de carga no será lo suficientemente efectiva. Esto no significa que la transmisión de datos en condiciones de campo lejano no sea posible, ya que en tal caso se vuelven efectivos los mecanismos de retrodispersión. En la práctica, la transmisión de datos desde el transpondedor al lector suele fallar por la baja eficiencia que suelen presentar las antenas de los subsistemas en campo lejano [16].

Modulación de Carga con Subportadora

Las fluctuaciones de voltaje en la antena del lector, las cuales representan la señal utilizable, son varias órdenes de magnitudes menores que el voltaje de salida de lector debido al débil acoplamiento entre las dos antenas. Detectar los pequeños cambios de voltaje para poder demodular la señal AM y extraer la información requiere de circuitería electrónica compleja. Por ello, se aprovechan las bandas laterales creadas en la modulación de amplitud por el transpondedor.

Si la resistencia de carga en el transpondedor se conmuta a una frecuencia elemental lo suficientemente alta f_s , se crean dos bandas a las distancias $\pm f_s$ de la frecuencia de transmisión del lector f_T . Para este propósito f_s debe ser menor que la frecuencia del lector. La nueva frecuencia elemental se denomina subportadora. La transferencia de la información se puede realizar utilizando diferentes tipos de modulaciones, siendo las más utilizadas la modulación en frecuencia (FSK), fase (PSK) o como en el caso que nos ocupa, amplitud (ASK).

Las dos bandas laterales pueden separarse fácilmente de la señal significativamente más grande de la frecuencia portadora utilizando filtros de paso de banda. Una vez filtrada y amplificada, es muy fácil demodular la señal de la subportadora, la cual contiene la información que se desea transmitir.

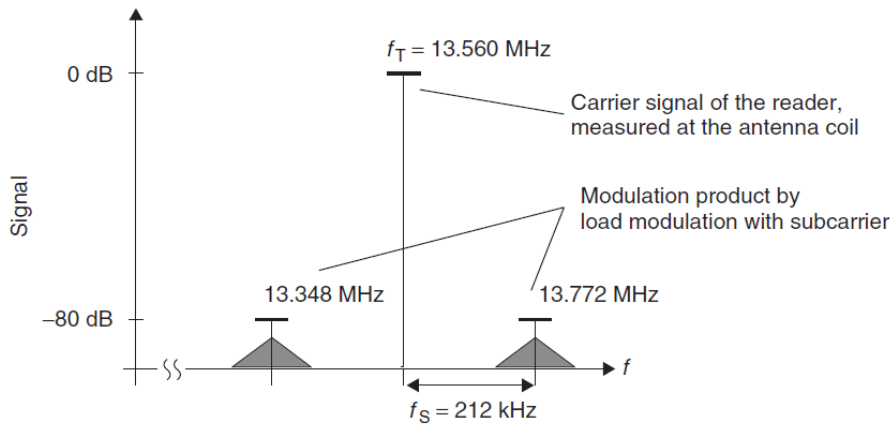


Figura 3.2.5: Señal portadora en la antena del lector y bandas laterales causadas por la modulación de carga con subportadora en el dominio de frecuencia (extraída del Capítulo 3.2 de [16]).

Transferencia de Datos Transpondedor - Lector: Procedimientos Subarmónicos

Un subarmónico es una frecuencia f_B que se deriva de la división por un entero de una cierta frecuencia f_A . En un procedimiento de transferencia subarmónica, el transpondedor deriva una segunda frecuencia f_B dividiendo digitalmente la frecuencia de transmisión emitida por el lector f_A . La señal con la frecuencia f_B se utiliza para transmitir la información del transpondedor al lector modulándola con la serie de bits que se desea transmitir.

En términos prácticos, 128 kHz es una frecuencia habitual en procedimientos subarmónicos; de hecho, es la frecuencia utilizada por los transpondedores de la empresa Trovan para la tecnología FDX-A. En esta tecnología, el lector emite una señal de 128 kHz que alimenta el transpondedor. Este divide la frecuencia de la señal recibida entre 2, devolviendo la información en una señal modulada en fase con la portadora a 64 kHz. La señal de 64 kHz se transmite usando la misma antena del transpondedor, pero utilizando una conexión central que divide en dos la antena. Esta configuración se muestra en la Figura 3.2.6.

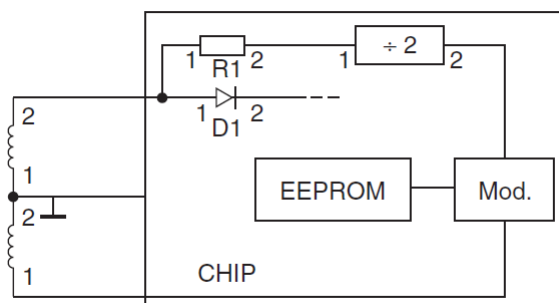


Figura 3.2.6: Ilustración de un transpondedor que emplea un procedimiento subarmónico; la antena cuenta con dos bobinas diferentes para recibir y enviar información a dos frecuencias. (extraída del Capítulo 3.2 de [16]).

Además de los sistemas de acople inductivo descritos hasta este punto, existen multitud de otras tecnologías RFID que se emplean hoy en día con el mismo propósito. Algunos ejemplos son los sistemas de microondas que explotan la generación y detección de armónicos mediante elementos no lineales, los sistemas denominados electromagnéticos que utilizan la magnetización de ciertos metales amorfos o los sistemas de detección acústicos-magnéticos, en los cuales se utilizan campos magnéticos para hacer que ciertos materiales resuenen mecánicamente [16].

Ya que el sistema que se analiza en este trabajo se basa en un sistema de acople inductivo en condiciones de campo cercano, no será de mucha utilidad la descripción y el análisis de los demás tipos de sistemas RFID. Es por eso que este capítulo se centra únicamente en los sistemas de acople inductivo.

3.2.3 Principios Físicos de las Antenas RFID

Los sistemas RFID que son objeto de análisis y diseño en este trabajo operan de acuerdo con los principios del acople inductivo. Esta sección tiene como objetivo introducir conceptos como la radiación emitida por las antenas, la resonancia o el factor de calidad aplicados a sistemas de RFID de baja frecuencia.

Antenas y Radiación Magnética

La teoría básica que describe el comportamiento de las antenas usadas en los lectores es la misma que describe el comportamiento de las antenas de los transpondedores. En el caso de los lectores, por tener menos restricciones que los transpondedores, el tamaño de la antena es mucho menos crítico, consiguiendo un rendimiento superior.

Los límites entre las regiones de campo cercano y lejano son dependientes de la relación entre las dimensiones físicas de las antenas y la longitud de onda de la señal que se propaga por el medio. Para un rendimiento óptimo, las dimensiones de la antena deberían ser comparables a la longitud de onda de la correspondiente señal. Las longitudes de onda de las señales que operan en la región de baja frecuencia (LF) se sitúan alrededor de los 2.4 km, lo que hace imposible el uso de antenas de dipolo. La solución a este problema es utilizar una antena en forma de pequeña bobina, la cual emite radiación magnética en campo cercano, a diferencia de las radiaciones de dipolo que son mayormente campos eléctricos [14].

Como dicta la ley de Ampère-Maxwell, “la circulación de la intensidad del campo magnético en un contorno cerrado es proporcional a la corriente que lo atraviesa”. En su forma integral, la ley de Ampère-Maxwell se describe como:

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = I_{enc} \quad (1)$$

donde H es la intensidad del campo magnético e I la intensidad de corriente eléctrica que atraviesa el contorno. Partiendo de esta expresión, se puede calcular la intensidad del campo magnético a lo largo del eje x en una bobina por la cual se hace pasar una intensidad I . Este tipo de bobinas son comúnmente usadas como antenas en los sistemas RFID de tipo LF. Para una bobina circular de radio R , con un número de espiras N , la

intensidad del campo magnético percibido a una distancia x del centro de la bobina (en la dirección del eje x) es [16]:

$$H = \frac{I \cdot N \cdot R^2}{2\sqrt{(R^2 + x^2)^3}} \quad (2)$$

En el caso de una bobina rectangular, donde a y b son las longitudes de los lados, la expresión de H es la siguiente [16]:

$$H = \frac{I \cdot N \cdot a \cdot b}{4\pi\sqrt{\left(\frac{a}{2}\right)^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2 + x^2}} \cdot \left[\frac{1}{\left(\frac{a}{2}\right)^2 + x^2} + \frac{1}{\left(\frac{b}{2}\right)^2 + x^2} \right] \quad (3)$$

Es importante recordar que estas expresiones solo son válidas en regiones de campo cercano, es decir, cuando $d \ll R$ y $x < \lambda / 2\pi$. Como es de esperar, en ambos casos, la intensidad del campo magnético decae a medida que el punto de medida se aleja del centro de la bobina.

Si las dimensiones de la bobina de la antena varían (R en caso de la bobina circular, a y b en caso de la rectangular) manteniendo fija la distancia x y asumiendo que la corriente que atraviesa la bobina I es constante, el campo H alcanzará un máximo para una cierta ratio de x y las dimensiones de la bobina. Dicho de otra manera, para cada rango de lectura de un sistema RFID existen unas dimensiones óptimas para la antena [14] [16]. El máximo del campo H se consigue derivando la expresión en función de la variable que se varía. Para ilustrar este fenómeno se ha tomado como ejemplo una bobina circular en la cual se varía su radio. La Figura 3.2.7 muestra las distintas curvas de la intensidad del campo magnético de acuerdo con el radio de la antena. Véase que el máximo de la función es diferente para cada caso.

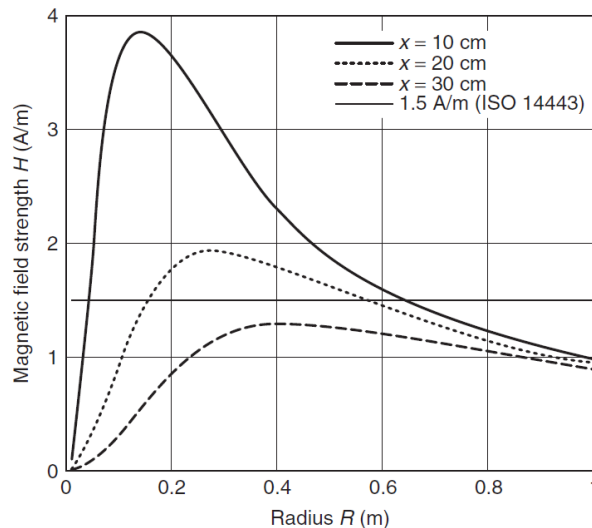


Figura 3.2.7: Intensidad del campo magnético en función del radio de una antena circular (extraída del Capítulo 4.1 de [16]).

Resonancia y factor de calidad Q

Con la intención de mejorar la eficiencia de radiación de las antenas RFID, se puede conectar un condensador en paralelo a la bobina de la antena formando un tanque resonante. La frecuencia de resonancia del tanque se elige de tal manera que coincide con la frecuencia de operación del sistema RFID. La frecuencia de resonancia de un tanque resonante paralelo se calcula utilizando la ecuación de Thomson [14]:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4)$$

En esta expresión se deben tener en cuenta los efectos de parásitos del circuito.

La frecuencia de resonancia de un tanque resonante se encuentra cuando la impedancia inductiva es igual a la impedancia capacitiva del circuito. La bobina de la antena tiene un comportamiento inductivo, es por esto que se precisa un condensador externo que provea la impedancia capacitiva [14].

El factor de calidad Q es una medida de la selectividad de una antena, y se relaciona con el rango de frecuencias por encima y por debajo de la frecuencia de resonancia que la antena puede transmitir o recibir con pérdidas menores que 3 dB. El ancho de banda (BW) de un circuito resonante es inversamente proporcional a su factor de calidad.

$$Q = \frac{f_r}{BW} \quad (5)$$

Un factor de calidad alto indica que la antena es muy selectiva en frecuencias. Si el factor de calidad de un sistema RFID es muy alto, es posible que las bandas laterales creadas con la modulación de la portadora, las cuales contienen la información se atenúen hasta tal punto que se distorsione o se pierda dicha información, tal y como se muestra en la Figura 3.2.8 [16].

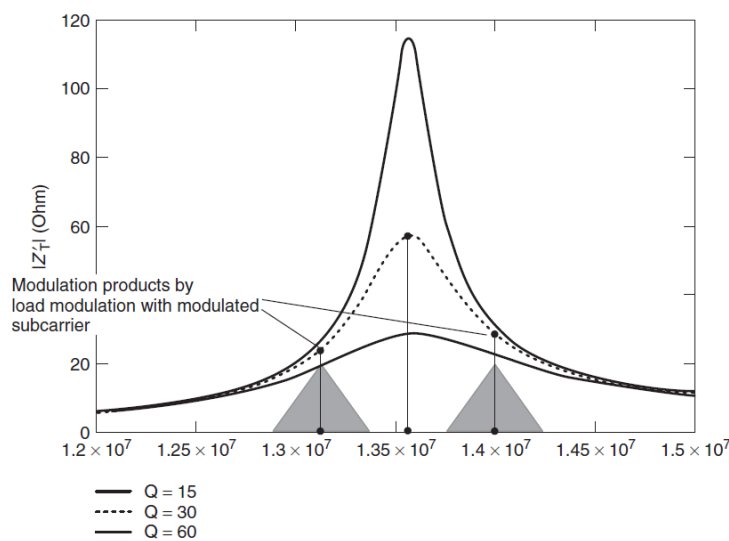


Figura 3.2.8: Ilustración del efecto de atenuación en las bandas laterales debido a la elección de un alto factor de calidad (extraída del Capítulo 4.1 de [16]).

Es por ello por lo que el diseño de un sistema de RFID de acople inductivo se basa en un compromiso entre el rango de las distancias de lectura del sistema y la velocidad de transmisión de la información. Los sistemas que requieren velocidades de transmisión altas tienen las bandas laterales más separadas de la frecuencia de la portadora, precisando de un factor de calidad más bajo y por lo tanto consiguiendo rangos de lectura más reducidos. Al contrario, los sistemas que consiguen las mayores distancias de comunicación tienen un ancho de banda y velocidad de transmisión limitados.

El factor de calidad de un circuito resonante es dependiente de sus pérdidas resistivas. Para las bobinas utilizadas en sistemas RFID de baja frecuencia la mayor parte de estas pérdidas resistivas se da en el hilo que forma la bobina. La resistencia en corriente continua de un conductor de longitud l con una sección S es [16]:

$$R_{DC} = \frac{l}{\sigma S} \quad (6)$$

En el caso de las antenas de los transpondedores, la necesidad de implementar una antena de reducidas dimensiones lleva a los diseñadores a escoger un conductor con el menor diámetro posible, incrementando la resistencia de la antena. En caso de la corriente alterna, la densidad de la corriente a través del hilo conductor no es constante en toda la sección, sino que la corriente tiende a fluir por el área exterior del conductor. Este efecto es conocido como efecto pelicular (“skin effect” en inglés). La profundidad superficial de un conductor δ se define como el valor de profundidad a la cual la densidad de corriente se reduce un 37% con respecto la densidad de la superficie y su expresión es [16]:

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\sigma f \pi \mu}} \quad (7)$$

donde μ es la permeabilidad magnética del material.

La resistencia total de un hilo conductor a una señal de corriente alterna es una combinación de su resistencia DC y la profundidad superficial [16]:

$$R_{ac} = R_{DC} \frac{a}{2\delta} \quad (8)$$

El factor de calidad se relaciona con la resistencia en paralelo R_{par} del tanque resonante con la siguiente expresión:

$$Q = \frac{R_{par}}{2\pi f L} \quad (9)$$

donde R_{par} es una combinación en paralelo de la resistencia asociada a las pérdidas resistivas R_{ac} (en realidad se deberían tener en cuenta todas las pérdidas resistivas del tanque, pero R_{ac} constituye la mayor parte de ellas) y de la resistencia de amortiguamiento establecida externamente para reducir el factor de calidad de manera intencionada, R_{damp} [16]:

3.2.4 Codificación y Modulación

La transferencia de datos entre el lector y el transpondedor de un sistema de RFID, como cualquier sistema de comunicaciones, precisa de tres bloques funcionales básicos para su operación: el transmisor, el canal o medio de transmisión y el receptor. Los transmisores y receptores suelen dotarse de circuitos de modulación (o demodulación) y codificación (o decodificación) para permitir la óptima transmisión de información a través del canal. Los medios de transmisión utilizados en los sistemas RFID de acople inductivo son los campos magnéticos.

Los procedimientos de codificación toman la señal de la información a transmitir y los adecúan de manera óptima a las características del canal de transmisión. Esto incluye dotar a la señal enviada de un cierto grado de protección ante las interferencias o el intencionado acceso o modificación que pudieran sufrir durante la transmisión [4]. Del mismo modo, decodificar una señal implica reconstruir la señal original e identificar los errores que hubieran podido suceder en la transmisión para poder acceder a la información.

La modulación es el proceso mediante el cual se alteran parámetros (amplitud, frecuencia o fase) de una señal portadora de una frecuencia más alta que la de la señal modulada, o señal de banda base (donde se encuentra la información a transmitir), de acuerdo a esta última. Se conoce como demodulación al proceso inverso de la modulación, es decir, extraer la señal modulada de la señal recibida en el receptor.

Codificación en Banda Base

Los sistemas RFID utilizan comúnmente alguno de los siguientes procedimientos de codificación sobre la señal de la banda base: Codificación Manchester, DBP (Diferencial Bifase), Unipolar, RZ, NRZ o Miller. Para elegir un procedimiento de codificación para un sistema RFID se deben considerar varios aspectos como el espectro que se consigue después de la codificación, la sensibilidad ante posibles errores o la necesidad de una transmisión ininterrumpida para proveer la alimentación a los transpondedores. Por ser los procedimientos de codificación más extendidos entre los sistemas RFID de identificación animal, este apartado se centrará en explicar las codificaciones Manchester y DBP (ver Figura 3.2.9).

- Codificación Manchester:

El código Manchester presenta siempre una transición a la mitad del periodo de cada bit, y dependiendo de la información que es transmitida puede presentar también una transición al comienzo del periodo. La dirección de la transición a la mitad del pulso del bit indica el dato codificado. El 1 lógico es representado por una transición negativa (de 1 a 0) a mitad del pulso de reloj, mientras que el 0 lógico se representa como una transición positiva (de 0 a 1) también a la mitad del periodo del reloj.

La existencia de transiciones garantizadas permite a la señal codificada en Manchester ser una señal con un “reloj propio”, permitiendo al receptor alinearse correctamente con la serie de bits transmitidos.

- Codificación DBP (Diferencial Bifase) o Manchester diferencial:

La codificación diferencial bifásica o Manchester diferencial utiliza la presencia o ausencia de transiciones a mitad del periodo de cada bit para indicar el valor lógico codificado. La polaridad de la transición es indiferente a la de la codificación Manchester. El 0 lógico se representa como una transición positiva o negativa a mitad del pulso del reloj y el 1 lógico se representa como la falta de transición a mitad del pulso, pero invirtiendo el nivel al comienzo del periodo de cada bit, de tal manera que el pulso puede ser reconstruido más fácilmente en el receptor.

En la codificación DBP, el 1 lógico también puede ser interpretado por una única transición, mientras que el 0 lógico se interpreta como 2 transiciones continuas.

- Codificación NZR (Non-Return-to-Zero):

Es el código binario donde los unos están representados por una condición significativa, normalmente un voltaje positivo, mientras se representan los ceros con otra condición significativa, normalmente un voltaje negativo o una condición neutral.

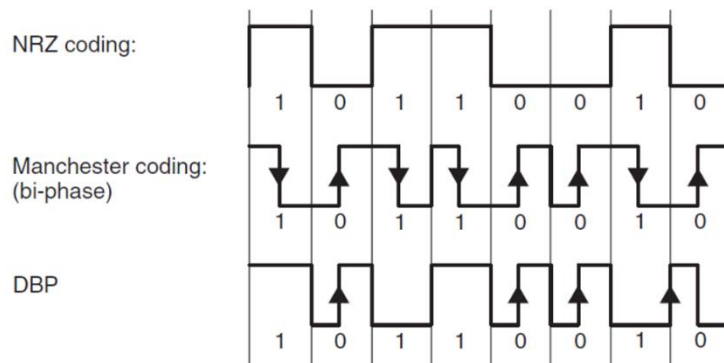


Figura 3.2.9: Ilustración de los códigos Manchester y DBP en comparación con NRZ (extraída del Capítulo 6.1 de [16]).

Modulación ASK

Alterando intencionadamente alguno de los parámetros de una onda electromagnética de acuerdo a la señal que se desea enviar, se puede transmitir el mensaje deseado a través del canal de transmisión del emisor al receptor. El procedimiento mediante el cual una señal portadora es alterada de acuerdo a una señal modulada se llama modulación.

Los procedimientos de modulación analógicos clásicos son la modulación de amplitud, frecuencia y fase. Todos los demás procedimientos de modulación se derivan de alguno o varios de estos tres tipos. Los sistemas RFID utilizan procedimientos de modulación digitales ASK (amplitude shift keying), FSK (frequency shift keying) y PSK (phase shift keying).

En cualquiera de estos tres tipos de modulaciones se generan simétricamente productos de modulación, también llamados bandas laterales, a ambos lados de la señal portadora. El espectro y la amplitud de la portadora y las bandas laterales es dependiente de la señal en banda base y el procedimiento de modulación utilizado.

La modulación por desplazamiento de amplitud ASK, es un tipo de modulación donde se representan los diferentes niveles lógicos de una serie de bits como variaciones en la amplitud de una onda portadora. En la modulación ASK la amplitud de la señal portadora se conmuta entre dos estados u_0 y u_1 en función de una señal en código binario (0 o 1). La relación entre los niveles de los dos estados se conoce como “duty factor”, siendo u_m la media entre los niveles de los dos estados [16]:

$$m = \frac{\Delta u_m}{u_m} = \frac{u_0 - u_m}{u_m} = \frac{u_0 - u_1}{u_0 + u_1} \quad (10)$$

El “duty factor” es el equivalente al factor de modulación para la modulación AM. La diferencia entre una modulación analógica AM y ASK es que la señal de la portadora en estado no modulado en una modulación AM toma el valor de amplitud u_m , mientras que en la modulación ASK la portadora toma el valor u_0 cuando se encuentra en el estado no modulado. Matemáticamente, la modulación ASK se consigue multiplicando el código binario $u_{code}(t)$ una secuencia de estados 1 y 0 con la frecuencia portadora $u_{carrier}(t)$ [16].

$$U_{ASK}(t) = [m \cdot u_{code}(t) + 1 - m] \cdot u_{carrier}(t) \quad (11)$$

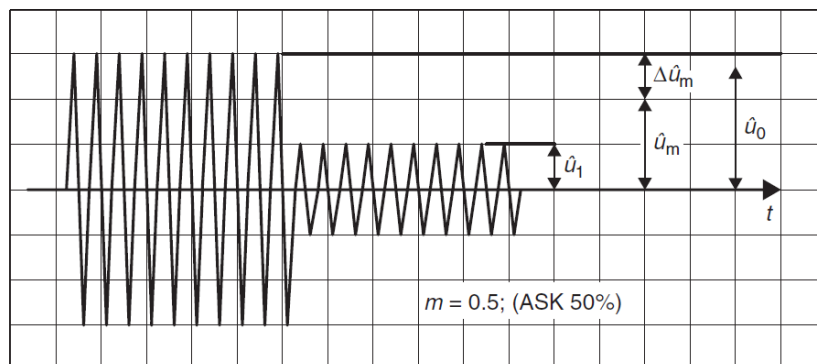


Figura 3.2.10: Ejemplo de modulación ASK (extraída del Capítulo 6.2 de [16]).

Por lo tanto, el espectro de una señal modulada en ASK es la convolución del espectro de la señal de banda base con el de la señal portadora, es decir, la señal de la banda base se encuentra en las bandas laterales de la frecuencia portadora.

Modulación PSK

En la modulación por desplazamiento de fase o PSK se varía la fase de la señal portadora entre un número determinado de valores discretos. Concretamente en BPSK se utilizan dos símbolos para los estados binarios 0 y 1 conmutando entre los estados de fase de 0° y 180° de la señal.

Matemáticamente, la modulación BPSK corresponde a la multiplicación de la señal portadora por 1 o -1 [16], como se muestra en la Figura 3.2.11.

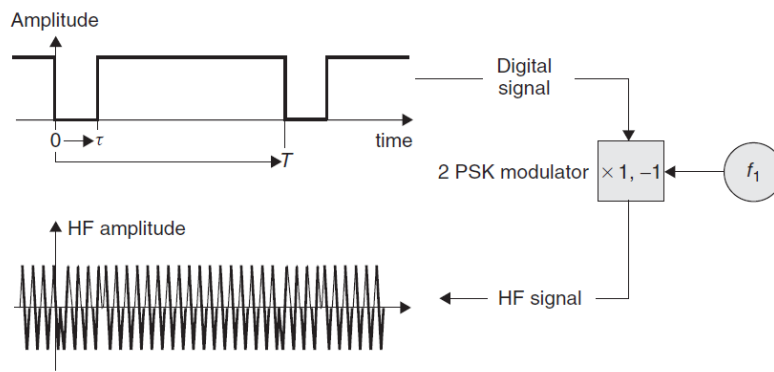


Figura 3.2.11: Ejemplo de modulación PSK (extraída del capítulo 6.2 de [16]).

3.2.5 Integridad de Datos (Checksum)

Al transmitir información de forma inalámbrica es muy común que las señales enviadas sean afectadas por diferentes tipos de interferencias, causando distorsión y cambios en la señal original enviada. Para detectar y paliar los efectos de los errores de transmisión en los sistemas RFID se utilizan varios tipos de procedimientos de integridad de datos, también llamados “Checksum”.

Verificación de paridad

Una verificación de paridad, o “Parity Check” en inglés, es un procedimiento muy simple y popular con el cual se pueden detectar errores de transmisión en un sistema de comunicaciones. En este procedimiento, un bit de paridad es calculado y transmitido junto con cada byte de información, enviando en total 9 bits por cada byte de información.

El valor del bit de paridad indica si un número par de los 9 bits transmitidos tiene el valor 1 (“Paridad Par”) o si un número impar de los 9 bits transmitidos tiene el valor 1 (“Paridad Impar”).

Aunque la verificación de paridad es un método simple y ampliamente utilizado, el reconocimiento de errores con esta técnica no es muy bueno, ya que los errores se cancelan el uno con el otro, es decir, sólo se pueden detectar errores pares o impares [16].

Procedimiento CRC

La verificación de redundancia cíclica, “Cyclic Redundancy Check” (CRC) en inglés, es un procedimiento de detección de errores lo suficientemente confiable para su uso con grandes cantidades de datos. El checksum CRC se basa en el residuo del cálculo repetido de una división de polinomios. En este cálculo, el cociente de la división se descarta y el resto se convierte en el resultado.

3.3 Identificación Animal: Estándares ISO/IEC 11784/11785

La selección de la frecuencia de operación de un sistema RFID es una función de los avances tecnológicos de dichos sistemas y las propiedades electromagnéticas de las ondas a diferentes frecuencias. Pero es aún más importante asegurarse que los sistemas de RFID no interfieren con ninguno de los otros sistemas de RF en su mismo rango de frecuencias.

Con la intención de regular la operación de los sistemas RFID, los rangos de frecuencias disponibles para dichos sistemas quedan definidos y acotados por diferentes legislaciones dependiendo del país que se considere. Los rangos de frecuencias más importantes se pueden distinguir en la Figura 3.3.1.

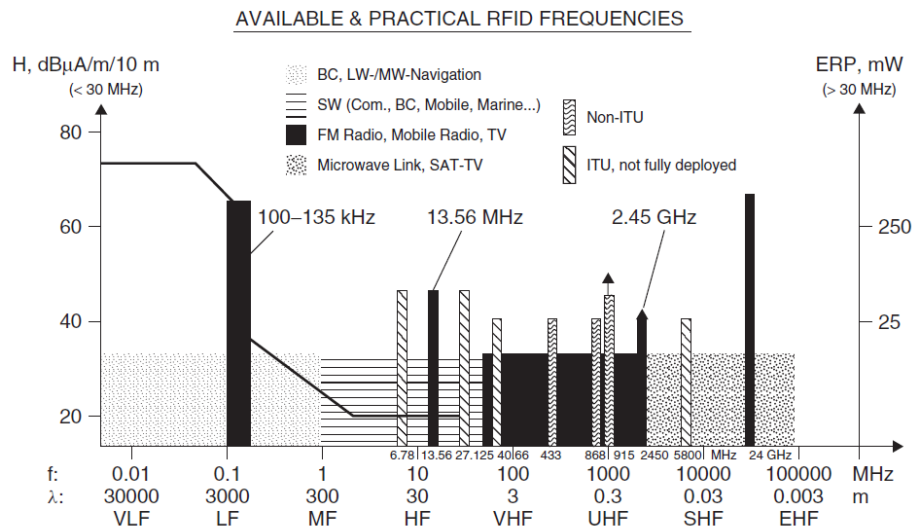


Figura 3.3.1: Frecuencias prácticas y disponibles para RFID (extraída del capítulo 5.1 de [16]).

El rango reservado para las aplicaciones de identificación animal se extiende entre 125 kHz y 135 kHz, lo que sitúa las aplicaciones de identificación animal dentro de la banda de baja frecuencia o LF. Esta banda de frecuencias se ha usado para diferentes aplicaciones desde los inicios de la tecnología RFID debido a los requisitos menos exigentes a la hora de implementar el hardware de los sistemas, lo que consigue reducir los costes de estos [16].

El mayor inconveniente de los sistemas LF es que la reducida frecuencia de la portadora limita las velocidades de transmisión. Como contrapartida, las ondas LF presentan una mayor profundidad de penetración en los metales, y pueden además viajar a través del agua con mínima atenuación. Esta propiedad hace que el rango de 125 kHz a 135 kHz sea adecuado para las aplicaciones de identificación animal, debido al alto contenido de agua en la masa de los animales [14] [16].

Norma UNE-ISO 11784: Estructura de Código

La norma internacional ISO 11784 especifica la estructura del código de identificación por radiofrecuencia (RFID) para animales. Este protocolo de comunicación se denomina FDX-B. El conjunto de bits del mensaje transmitido según el estándar está formado por un número de bits de datos que definen el código de identificación y otro número de bits para la verificación de la transmisión correcta de datos.

Según la norma ISO 11784, los códigos contienen en total 64 bits (8 bytes) de información, los cuales se dividen en diferentes campos de código, cada uno con un significado propio, todos codificados utilizando el sistema binario natural. El bit de la posición 1 del código es el bit más significativo (MSB) mientras que el bit de la posición número 64 es el bit menos significativo (LSB). El bit de mayor rango se sitúa por lo tanto en el extremo izquierdo de la serie. Los diferentes campos y sus números de bits se muestran en la Tabla 3.3.1 [5].

N.º de bit	Información del Campo	Combinaciones	Descripción del campo
1	Bit identificador para la especificación o no del uso animal	2	Indicador de utilización del transponder para identificación animal: 1 es sí; 0 es no
2-15	Reserva	16384	Para uso futuro
16	Bit identificador para datos adicionales	2	Indicador de recepción de datos adicionales (ej. datos fisiológicos). 1 si se añade información adicional, 0 en caso contrario.
17-26	Código numérico del país de acuerdo con la norma EN ISO 3166	1024	Tres cifras para indicar el país. El rango 900-998 se reserva para fabricantes de transpondedores. El 999 se utiliza para indicar transpondedores de prueba.
27-64	Código de identificación nacional	174877906944	Código único para el país

Tabla 3.3.1: Estructura del código FDX-B según la norma ISO 11784.

Norma UNE-ISO 11785: Concepto Técnico

El concepto técnico descrito en la norma ISO 11785 se basa en el principio de identificación por radiofrecuencia (RFID) y se aplica asociada a la norma ISO 11784 que describe la estructura y el contenido de los códigos almacenados en los transpondedores. Esta norma especifica como se activan los transpondedores y como se transmite la información a un lector tanto en sistemas FDX-B como en sistemas HDX. Por el tipo de transpondedores y lectores que son objeto de investigación y análisis en este trabajo, este apartado se centrará únicamente en los procedimientos FDX-B.

Según el estándar ISO 11785, un transceptor o lector debe activar los transpondedores usando un campo de activación con una frecuencia de $134,2(\pm 13,42 \times 10^{-3})$ kHz. Este periodo de activación será de 50 ms, aunque podrá ser ampliado a 100ms si se recibe una señal FDX durante la activación, pero no se valida, después debe haber una pausa en la señal de activación [6].

El código de identificación a transmitir debe ceñirse a la norma ISO 11784. El código de identificación, los bits de CRC y el tráiler (bits de información adicional), en ese orden,

se transmiten comenzando con el bit menos significativo (LSB), y terminando con el más significativo (MSB) [6].

El tráiler contiene 24 bits en los cuales se podrá almacenar información relativa a, por ejemplo, aspectos fisiológicos o diferentes sensores, aunque la norma ISO 11785 no especifica el tipo de información. Los errores en el tráiler no son detectados por el procedimiento de detección CRC, por lo cual no es necesaria la lectura de estos bits para la correcta detección del código de identificación.

Un transpondedor que recibe el campo de activación proveniente del lector deberá transmitir su código durante el mismo periodo de activación. El procedimiento FDX utiliza una subportadora codificada en Manchester diferencial (DBP) y modulada en amplitud sobre la señal portadora, ya que la transición del estado 0 al 1 no es totalmente instantánea, cada transición 0-1 se adelanta un máximo de ocho ciclos para un funcionamiento óptimo.

El transpondedor envía la información de vuelta a lector utilizando las bandas de frecuencia de 129kHz a 133.2 kHz y entre 135.2 kHz a 139.4 kHz (bandas laterales de la modulación ASK). La tasa de transferencia de bits es por tanto de 4194 bps [6].

La estructura del bloque del telegrama de identificación FDX se construye de la siguiente manera [6]:

- Encabezamiento de 11 bits (00000000001), para la identificación del comienzo del telegrama.
- Código de identificación de 64 bits transmitido en bloques de 8 bits de acuerdo con el estándar ISO 11784.
- 16 bits de código CRC para la detección de errores divididos en dos bytes.
- 24 bits del tráiler divididos en 3 bytes.

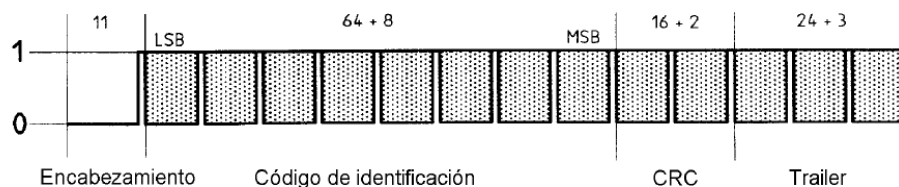


Figura 3.3.2: Telegrama transmitido por transpondedores FDX-B (extraída de [6]).

Al final de cada byte de información transmitida se envía un bit con el valor lógico 1 para la prevención de la aparición errónea del encabezamiento en el resto del telegrama.

Anexo A de la Norma ISO 11785: Integración de Bases Instaladas

Antes y después de la entrada en vigor del estándar ISO 11784/11784 una gran población animal ha sido identificada utilizando transpondedores de diferentes tipos y fabricantes que transmiten un telegrama de identificación particular para cada caso. El Anexo A de la norma ISO 11785 especifica como integrar estos transpondedores y procedimientos de comunicación al estándar.

Aunque el anexo especifica varias tecnologías de diferentes fabricantes de transpondedores de identificación animal, este apartado se centrará en los

transpondedores FDX-A fabricados por la compañía Trovan, por ser estos objetos de análisis y diseño para este trabajo.

Los transpondedores de tecnología Trovan FDX-A han sido diseñados para una activación óptima a una frecuencia de $(128 + 3)$ kHz. Estos transpondedores utilizan una modulación PSK con una codificación diferencial bifásica DBP. El 0 lógico se representa con una modulación de fase de 180° mientras que el 1 se representa con una modulación de 0° . La duración de un bit es de 16 ciclos de la frecuencia de la portadora [6]. La estructura de un telegrama de identificación de Trovan es la siguiente [6].

- Byte de sincronización (01111111)
- 39 bits de información
- 17 bits de detección de errores

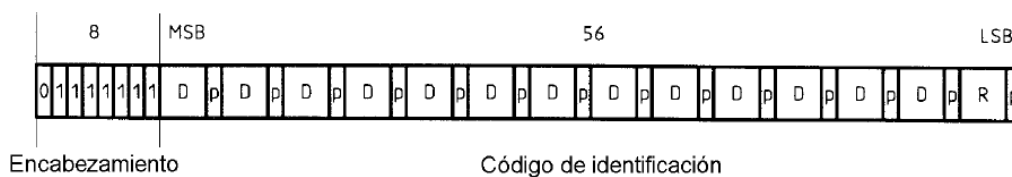


Figura 3.3.3: Telegrama transmitido por transpondedores FDX-A (extraída de [6]).

Como se muestra en la Figura 3.3.3, la información se transmite en grupos de 3 bits, a los cuales le sigue un bit de paridad de fila de comprobación par para los tres bits. Después de transmitir 13 grupos de 3 bits se transmiten 3 bits de paridad de columna de comprobación impar seguido del último bit de paridad de fila.

Los códigos del estándar FDX-A de Trovan constan de 10 dígitos alfanuméricos divididos de la siguiente manera: 2 dígitos, 4 caracteres hexadecimales, 4 caracteres hexadecimales. Un ejemplo de este código sería 00-06C0-B9AD.

Método Para Incluir las Tecnologías de Diferentes Fabricantes en un Transceptor FDX/HDX

La norma ISO 11785 recomienda un método para la inclusión de las tecnologías de los diferentes fabricantes de transpondedores de identificación animal que se describen en el Anexo A de la norma. Este método consiste en la conexión de un módulo adicional en la parte receptora del transceptor/lector. La función por defecto es leer los tags de acuerdo con el estándar ISO 11785/11784, pero si se identifica un transceptor de otro tipo, el módulo adicional se encargará de leer este transpondedor [6]. Véase la Figura 3.3.4.

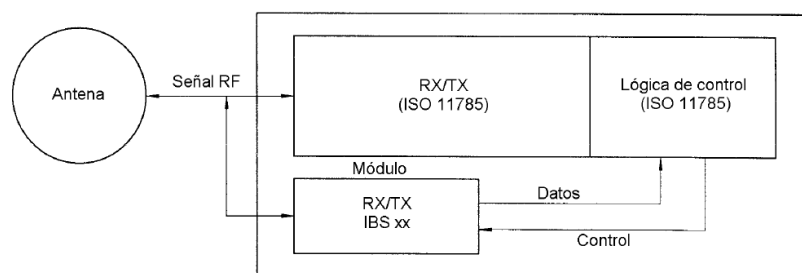


Figura 3.3.4: Esquema para la inclusión de tecnologías de diferentes fabricantes en un mismo transceptor (extraída de [6]).

4 Diseño del Lector

En este capítulo, se analizará con mayor profundidad el problema al que se hace frente y se le dará una solución. Para ello, después de plantear el problema, se exponen varios proyectos y trabajos realizados en el ámbito de RFID animal para después proceder a detallar el proceso del diseño del lector.

4.1 Planteamiento del Problema

El problema al que se quiere hacer frente en este TFM, como se ha ido introduciendo en los Capítulos 1 y 2, es la implementación de un lector RFID para diferentes tipos de transpondedores de ISO animal, ya que en los proyectos de monitorización animal donde se enmarca el TFM se utilizan tags FDX-A y FDX-B. Por tanto, el objetivo del trabajo es el diseño de un lector que sea capaz de leer ambos tipos de tags.

Los transpondedores de tipo FDX-B se definen en los estándares internacionales ISO 11784 y 11785. La comunicación de estos transpondedores con el lector se produce a 134.2 kHz, utilizando una codificación DBP para la información enviada mediante modulación de carga (ASK). Estos transpondedores contienen un código de identificación de 64 bits, los cuales se representan como 15 dígitos.

Por otro lado, los transpondedores del tipo FDX-A son fabricados por la empresa Trovan y utilizan un protocolo de comunicación patentado por la misma empresa. Aunque se especifica que se ajustan a los estándares ISO 11784 y 11785 (mediante el Anexo A del propio documento descrito en el Capítulo 3), a diferencia de los tags FDX-B, la frecuencia de activación de estos tags se sitúa en 128 kHz, utilizando la modulación PSK y codificación DBP en la frecuencia de banda $f_0/2$ para enviar el mensaje de respuesta al lector. Utilizan además un código de identificación de 39 bits, representados como 10 caracteres alfanuméricos.

Las diferencias en las frecuencias de respuesta y tipos de modulaciones utilizadas por las dos tecnologías arriba mencionadas hacen necesario un diseño complejo de un mismo lector capaz de detectar ambos tipos de transpondedores. En el caso del protocolo FDX-B, la información disponible es suficiente para diseñar un lector capaz de leer este tipo de tags, pero para el caso del FDX-A será necesaria una fase de experimentación e investigación para decidir el mejor modo para realizar las lecturas de los tags.

4.2 Trabajos y Proyectos Previos

La mayor parte de los trabajos de investigación sobre RFID de identificación animal tratan sobre la implementación de sistemas de monitorización completos para una situación y medios concretos. Aunque no sean muy numerosos, existen algunos proyectos académicos en los cuales se analizan o diseñan uno o varios lectores RFID. En este apartado se introducirán varios ejemplos de trabajos encontrados sobre lectores RFID para aplicaciones animales. Las experiencias desarrolladas en otras investigaciones académicas han sido de amplia utilidad a la hora de proponer un diseño para el lector RFID y analizar el mismo.

En el artículo [17] los autores proponen un lector RFID portátil de ISO animal para transpondedores FDX-B y HDX. El lector presentado se basa en el “system on a chip” (SOC) programable CY27443 [18]. Diversas características de este SOC permiten implementar amplificadores, filtros SC, timers, o sistemas complejos de interrupciones.

En lugar de usar sistemas SOC, otros autores optan por utilizar circuitería front-end para la comunicación interrogador-transpondedor, para después interpretar la señal demodulada que proporciona esta circuitería mediante un microcontrolador. Se puede encontrar un ejemplo de este tipo de sistemas en el artículo [19], donde los autores introducen un lector “low cost” capaz de leer tags FDX-B. Como front-end, utilizan un chip EM4095 [20], una estación base de RFID capaz de generar oscilaciones y demodular señales ASK entre 100 kHz y 150 kHz. Después, la señal demodulada por el chip front-end es llevada a un microcontrolador el cual se encarga de decodificar la señal e interpretarla.

Otro ejemplo de proyecto basado en el chip EM4095 es el descrito en el artículo [21]. En este proyecto, se describe el diseño de una estación base RFID que cumple con los estándares de ISO animal y que es capaz de comunicarse con transpondedores FDX-B y HDX, proporcionando además al usuario comunicación mediante USB y Bluetooth. Para el protocolo FDX-B se utiliza el chip EM4095, mientras que para implementar la circuitería del protocolo HDX se utiliza el chip TSM3705 [22], un chip parecido al EM4095 pero desarrollado para modulaciones FSK. Las señales demoduladas obtenidas a las salidas de la circuitería de front-end se interpretan de nuevo utilizando un microcontrolador.

Un tercer ejemplo se puede encontrar en [23], donde los autores proponen un sistema de registro de datos para poblaciones de pájaros de diferentes especies basado en una plataforma Arduino [24] que integra dos módulos front-end RFID que utilizan el chip EM4095. Este sistema está preparado para leer transpondedores que implementan los protocolos EM41XX [25], por ejemplo, EM4100 y EM4112. Los autores especifican que para realizar lecturas de ISO animal FDX-B o del estándar de Trovan, el lector precisaría de cambios de hardware y/o software. En este proyecto, la plataforma RFID desarrollada fue empleada para el estudio y monitorización de patos, el estudio de la habilidad cognitiva espacial de carboneros montañeses o la manipulación (niveles de temperatura y ruido de ambiente) de nidos artificiales de acuerdo con el tipo de pájaros que ocupan los nidos.

Todos los artículos a los que se ha hecho referencia tratan de implementar lectores que utilizan el protocolo FDX-B o HDX que se describe en el estándar ISO11784/11785. En el caso del estándar FDX-A, la información es limitada tanto en los artículos en los que se le hace referencia como, en general, lo que puede encontrarse en la red. Al ser FDX-A una tecnología perteneciente y únicamente utilizada por una empresa privada (Trovan), los artículos y trabajos que se puedan encontrar no van más allá del análisis de los lectores fabricados por dicha empresa o proyectos en los que se utiliza este tipo de tecnología.

En [26] se probaron y compararon varios lectores y transpondedores de fabricantes diferentes utilizados en tortugas marinas con intención de remarcar las inconsistencias del uso de la tecnología RFID para la identificación animal. Se demostró que no todos los transpondedores podían leerse con los lectores comerciales, y que, por lo general, cada fabricante utiliza una tecnología diferente.

Sobre el FDX-A, se especifica en [26] que son varios los fabricantes que han utilizado esta denominación para sus transpondedores, empezando en sus comienzos con tags de 400 kHz, más tarde pasando a los de 125 kHz, y finalmente 128 kHz, conocidos como FDX-A hoy en día. De forma más concreta, se describen los transpondedores ID100 [7] de Trovan, los mismos tags utilizados en el estudio de los murciélagos, como transpondedores que se activan a una frecuencia de 128 kHz y de los cuales el telegrama se distribuye de la siguiente manera: 2 dígitos – 4 caracteres hexadecimales – 4 caracteres hexadecimales. Un ejemplo de esto sería el código 00-06C0-B9AD.

En la página web de Peeva [27], una empresa de tecnología dedicada a proporcionar herramientas de hardware, software y firmware para casos de pérdida e identificación de mascotas, se explica el funcionamiento de su lector universal para mascotas, el cual es capaz de leer transpondedores FDX-A de Trovan. Dicha página muestra el proceso de decodificación de los tags con varias tramas de bits que se consiguen al leer los tags de Trovan, especificando cómo se agrupan los bits para formar los códigos de 10 caracteres alfanuméricos arriba mencionados. Esta información será ampliada y utilizada posteriormente en la fase de diseño.

4.3 Diseño del Lector

Para hacer más sencilla la implementación de un lector capaz de leer los tipos de transpondedores FDX-B y FDX-A, la fase de experimentación y diseño de este trabajo se divide en tres partes diferentes: la primera, en la que se introducirá un módulo lector capaz de leer tags FDX-B; la segunda, en la cual se diseñará un segundo módulo lector de tags FDX-A; y la tercera, en la cual se estudiará la integración de ambos módulos en una sola plataforma.

4.3.1 Módulo Lector FDX-B

Como se ha explicado en el Capítulo 3, el protocolo FDX-B queda definido por la norma ISO 11784/11785. Estos estándares especifican numerosas características del protocolo entre las cuales se pueden destacar la estructura de datos como se define en la norma ISO, una frecuencia de activación de los transpondedores de $134.2 (\pm 13.42 \times 10^{-3})$ kHz, la transmisión del telegrama que contiene la información al lector mediante la modulación de carga ASK sobre la portadora y una tasa de transferencia de bits de 4194 bps.

Actualmente se pueden encontrar varios lectores comerciales capaces de leer los transpondedores FDX-B, incluyendo varias alternativas económicas, como los hasta ahora utilizados en el contexto de investigación de este TFM: lectores RFID de la compañía Priority Design (RFIDRW-E-TTL) [11], los cuales han sido empleados por el grupo de cernícalos obteniendo resultados satisfactorios. Por otro lado, tanto para el proyecto de monitorización de los murciélagos como el de los cernícalos, se han venido utilizando los lectores LID 650/665 [10] del fabricante Dorset, capaces de leer y escribir con protocolos FDX-A y FDX-B, entre otros estándares.

La mayoría de los lectores de RFID disponibles en el mercado hoy en día hacen uso de un circuito integrado front-end dedicado a la comunicación RFID, capaz de generar la señal de activación necesaria a una cierta frecuencia y demodular la señal devuelta por el tag (usualmente demodulaciones ASK o PSK en FDX y FSK en HDX). Algunos ejemplos de estos CIs son el HTRC110 de Hitag [28], el MCR250 de Microchip [29] o el anteriormente nombrado EM4095 de EM Microelectronic. Para comunicación de acuerdo al estándar FDX-B, lectores como el RFIDRW-E de Priority 1 [11] utilizan el chip EM4095 para la generación de la señal de activación para la antena y la demodulación ASK de la señal en el proceso de lectura, obteniendo buenos resultados.

Por ser una alternativa relativamente sencilla, integrada, de bajo coste, reconocida y ampliamente probada como se ha demostrado en el apartado anterior, se ha optado por el uso del chip EM4095 como front-end para el módulo lector RFID FDX-B que se presenta en este trabajo. El módulo lector FDX-B se diseñará en torno a este chip, conectando éste a una placa de desarrollo Arduino por la facilidad de prototipado que ofrece, el cual procesará, decodificando e interpretando los datos, las señales provenientes del chip para acabar de leer el telegrama completo que transmiten los transpondedores. Una vez leído el telegrama, la información extraída podrá ser gestionada de diferentes maneras.

4.3.1.1 Hardware

La implementación hardware del lector FDX-B se basa en el circuito integrado EM4095 (anteriormente P4095). El chip es un transceptor CMOS integrado pensado para usarse como estación base para aplicaciones de RFID. Este circuito integrado es capaz de crear oscilaciones a la frecuencia de la señal portadora en una antena externa, modular las señales en AM para ser enviadas y demodular las señales AM percibidas en la antena. El rango de frecuencias de este CI cubre desde 100 kHz a 150 kHz, lo que lo hace ideal para sistemas RFID de baja frecuencia que utilizan modulación de carga de la portadora como es el caso que nos ocupa.

El PLL del chip EM4095 es capaz de establecer y mantener la frecuencia de la señal portadora provista a la antena en la frecuencia de resonancia que establece externamente el tanque resonante formado por la inductancia de la antena L_A y los condensadores externos C_{RES} , C_{DV1} y C_{DV2} . La señal modulada que se percibe en la antena se atenúa utilizando el divisor capacitivo formado por los condensadores C_{DV1} y C_{DV2} y se provee al pin DEMOD_IN. El pin RDY/CLK proporciona una señal de reloj externa síncrona con la señal de la antena y a su vez indica el estado interno del CI (la presencia de esta señal de reloj indica que el PLL está bloqueado y el chip está funcionando correctamente). Para aplicaciones de lectura el pin MOD no se utiliza. En la Figura 4.3.1 (a) se puede observar el circuito proporcionado en la hoja de datos del chip EM4095 para aplicaciones de lectura/escritura.

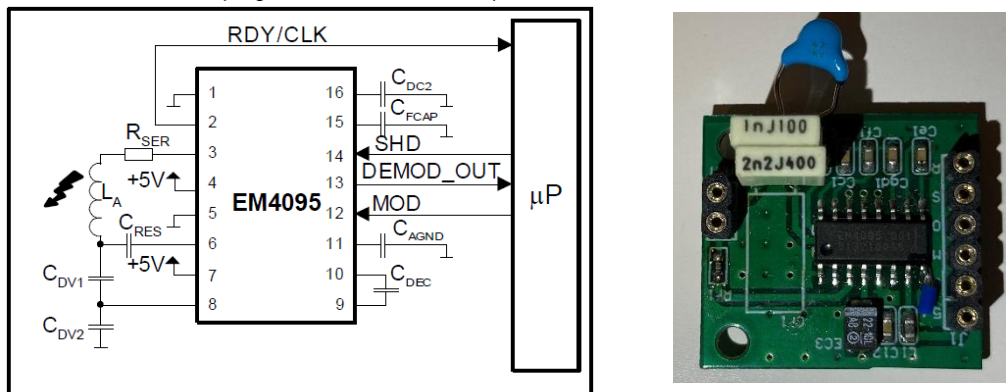


Figura 4.3.1: (a) Esquemático del circuito del módulo front-end para lectura FDX-B como se detalla en la hoja de datos del chip EM4095 (izquierda).
(b) PCB del módulo lector FDX-B utilizado (derecha) [30].

Para asegurar la fiabilidad y optimizar el diseño del lector de la Figura 4.3.1, la hoja de datos del circuito integrado facilita a los diseñadores ciertas pautas y consejos para escoger los valores de los componentes externos. Con intención de realizar las pruebas iniciales se hizo el cálculo de los componentes externos del circuito integrado para la frecuencia de 134.2 kHz.

El proceso para el cálculo de los valores de los componentes externos es el siguiente:

1. Especificar las características de la antena del lector: inductividad de la antena L y factor de calidad Q que se desea obtener.

$$f_0 = 134.2 \text{ kHz}$$

$$L_A = 0.5 \text{ mH}$$

$$Q_A = 40$$

2. Calcular la resistencia óhmica de la antena a la frecuencia de resonancia:

$$R_{ANT} = \frac{2\pi f_0 L_A}{Q_A} \quad (12)$$

$$R_{ANT} = 10.54 \Omega$$

3. Calcular el valor del condensador C_{RES} que forma el tanque resonante. Esta es una primera aproximación que no tiene en cuenta el efecto de C_{DV1} y C_{DV2} .

$$C_{RES} = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 L_A} \quad (13)$$

$$C_{RES} = 2.813 \text{ nF}$$

el valor comercial más cercano para este condensador es 2.7 nF.

4. Calcular la intensidad pico que circula por la bobina de la antena $I_{ANT(peak)}$ y voltaje pico $V_{ANT(peak)}$ en la antena del lector a la frecuencia de resonancia.

$$I_{ANT(peak)} = \frac{4}{\pi} \frac{V_{DD} - V_{SS}}{R_{ANT} + R_{SER} + 2R_{AD}} \quad (14)$$

$$V_{ANT(peak)} = \frac{I_{ANT(peak)}}{2\pi f_0 C_{RES}} \quad (15)$$

donde $R_{AD} = 9 \Omega$ (resistencia de los drivers de la antena). El factor de calidad del circuito resonante se puede limitar añadiendo una resistencia en serie R_{SER} . Limitar el factor de calidad resulta en menores voltajes de pico en la antena, por lo que se calculan de nuevo $I_{ANT(peak)}$ y $V_{ANT(peak)}$ iterativamente (empezando por $R_{SER} = 0 \Omega$) mediante las anteriores expresiones hasta llegar al valor $R_{SER} = 18 \Omega$ (resistencia en serie con el tanque resonante), el cual proporciona intensidades y voltajes pico dentro de los límites máximos especificados.

$$I_{ANT(peak)} = 137 \text{ mA}$$

$$V_{ANT(peak)} = 57,67 \text{ V}$$

5. Selección de los valores de los condensadores C_{DV1} y C_{DV2} del divisor capacitivo: La señal en la entrada DEMOD_IN debe limitarse, para adaptarse al rango máximo permitido por el CI en esta entrada. Para adecuar el voltaje pk-pk al rango de entrada del pin DEMOD_IN se utiliza el divisor capacitivo formado por C_{DV1} y C_{DV2} .

$$dc > \frac{V_{ANT(peak-peak)}}{V_{DEMOD_IN_max}} \quad (16)$$

donde $V_{ANT(peak-peak)} = 2V_{ANT(peak)}$ y $V_{DEMOD_IN_max} = 4 \text{ V}$ (del datasheet). dc es la ratio de división o atenuación que debe cumplir: $dc > 29$. Para esto, los valores seleccionados para los condensadores C_{RES} , C_{DV1} y C_{DV2} son:

$$C_{RES} = 2.7 \text{ nF}$$

$$C_{DV1} = 47 \text{ pF}$$

$$C_{DV2} = 1.5 \text{ nF}$$

6. Cálculo de la frecuencia de resonancia real teórica: teniendo en cuenta el aporte del tanque resonante de C_{DV1} y C_{DV2} al valor de C_{RES} . El valor de C_0 se calcula mediante la siguiente expresión.

$$C_0 = C_{RES} + \frac{C_{DV1}C_{DV2}}{C_{DV1} + C_{DV2}} \quad (17)$$

$$C_0 = 2.746 \text{ nF}$$

Para el valor de la frecuencia de resonancia real teórica se tiene que:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_A C_0}} \quad (18)$$

$$f_0 = 135.84 \text{ kHz}$$

Los condensadores con los anteriores valores se soldaron en el módulo del EM4095 obteniendo una frecuencia de 136 kHz para las oscilaciones en la antena. Se verificó que esta frecuencia se encontraba lo suficientemente cerca de 134.2 kHz, que es la frecuencia nominal para la activación de los tags.

7. Disipación de potencia: en este escenario, la amplitud del voltaje medido en la antena fue de $V_{ANT(peak)_{measured}} = 112.5 \text{ V}$. La corriente a través de la antena se puede estimar con la siguiente expresión:

$$I_{ANT(peak-peak)_{estimated}} = V_{ANT(peak)_{measured}} 2\pi f_0 C_0 \quad (19)$$

$$I_{RMS} = \frac{I_{ANT(peak-peak)_{estimated}}}{\sqrt{2}} \quad (20)$$

$$I_{ANT(peak-peak)_{estimated}} = 264 \text{ mA}$$

$$I_{RMS} = 93 \text{ mA}$$

La disipación de la potencia se compone de la potencia disipada en los drivers de la antena y el consumo interior del integrado. Teniendo en cuenta que el valor máximo proporcionado por el EM4095 es $I_{DDon} = 10 \text{ mA}$, la potencia disipada por el chip es:

$$P = 2I_{RMS}^2 R_{AD} + I_{DDon}(V_{DD} - V_{SS}) \quad (21)$$

$$P = 206 \text{ mW}$$

8. Incremento de la temperatura debido a la disipación de la potencia del chip considerando el peor escenario donde la disipación de la potencia es la máxima:

$$\Delta T = P R_{th} \quad (22)$$

donde $R_{th} = 70 \text{ C/W}$

$$\Delta T = 14.4 \text{ K}$$

Este proceso se ha repetido para varios valores de frecuencias de resonancia, siempre verificando que los límites establecidos en la hoja de datos se cumplan. Los valores de los componentes externos conseguidos mediante estos cálculos para las diferentes frecuencias de resonancia de interés e inductancia de la antena se especifican en la siguiente tabla:

f_0 deseado	L_A	R_{SER}	C_{RES}	C_{DV1}	C_{DV2}	f_0 teórico
134.2 kHz	0.5 mH	18 Ω	2.7 nF	47 pF	1.5 nF	136 kHz
128 kHz	0.5 mH	15 Ω	3 nF	47 pF	1.5 nF	128 kHz
131 kHz	0.5 mH	33 Ω	2.8 nF	60 pF	1.5 nF	133 kHz

Tabla 4.3.1: Valores de los componentes externos del EM4095 calculados para diferentes frecuencias de resonancia.

Como se puede observar en la tabla de arriba, los valores de las frecuencias de resonancia que se esperan teóricamente difieren ligeramente de los valores de las frecuencias de resonancia de partida en algunos casos.

Una vez correctamente configurado y alimentado, el chip EM4095 proporciona en la salida DEMOD_OUT la trama de bits codificada en Manchester diferencial que contiene el telegrama con el código del transpondedor FDX-B. Esta trama de bits se lleva directamente a un microcontrolador, el cual se encarga de decodificar la serie de bits y extraer el código del transpondedor.

Por la sencillez que proporciona para el prototipado, su facilidad de uso y disponibilidad se optó inicialmente por usar la plataforma Arduino UNO R3 para poner en funcionamiento el módulo de front-end. Esta placa de desarrollo cuenta con un microcontrolador ATmega328P, el cual es capaz para desempeñar sin ningún problema las tareas a realizar. La Figura 4.3.2 muestra las conexiones realizadas entre el Arduino y el módulo front-end del chip EM4095. En ella se detallan los pines utilizados.

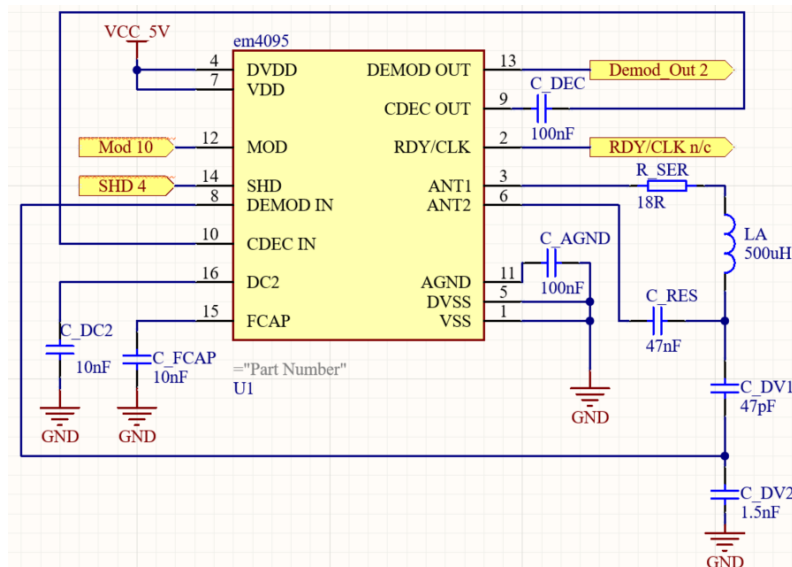


Figura 4.3.2: Esquemático del circuito del módulo front-end para la lectura FDX-B. Se indican los pines de conexión utilizados en el Arduino Uno.

La Figura 4.3.4 muestra la conexión del módulo Lector FDX-B con el Arduino.

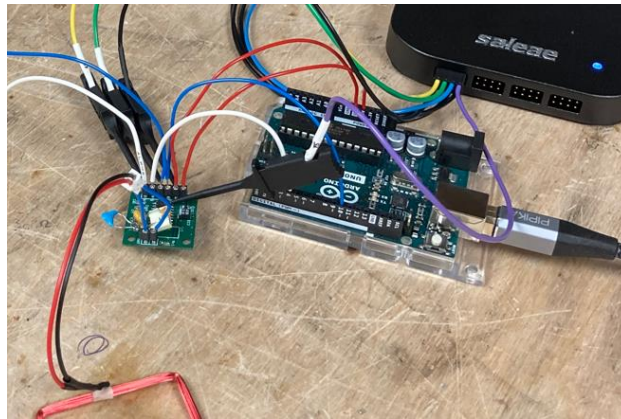


Figura 4.3.4: Foto del montaje del módulo del EM4095 conectado Arduino.

4.3.1.3 Firmware

El firmware que se encarga de procesar la serie de bits codificado en Manchester diferencial se ejecuta en Arduino. Para ello, se configuran las entradas y salidas como se ha mostrado en la Figura 4.3.2. La salida DEMOD_OUT del EM4095 se conecta al pin digital 2 del Arduino por ser uno de los dos pines capaces de lanzar interrupciones al detectar pulsos en ellos. Los pines SHD y MOD del EM4095 que configuran el funcionamiento se conectan a los pines digitales 4 y 10 respectivamente y el código establece los niveles correctos en ellos para el funcionamiento del CI a modo de lector.

El telegrama demodulado, pero aun codificado, se recibe en el pin 2 del Arduino. La sucesión de bits consta de pulsos cortos de 120 μ s, los cuales indican que el bit codificado es un 0 cuando se transmiten dos consecutivamente, y pulsos largos de 240 μ s, los que indican que el bit codificado es un 1 (en la Sección 3.2.4 se detalla la codificación Manchester). La Figura 4.3.5, muestra la captura del analizador lógico del telegrama codificado con una sucesión de bits.

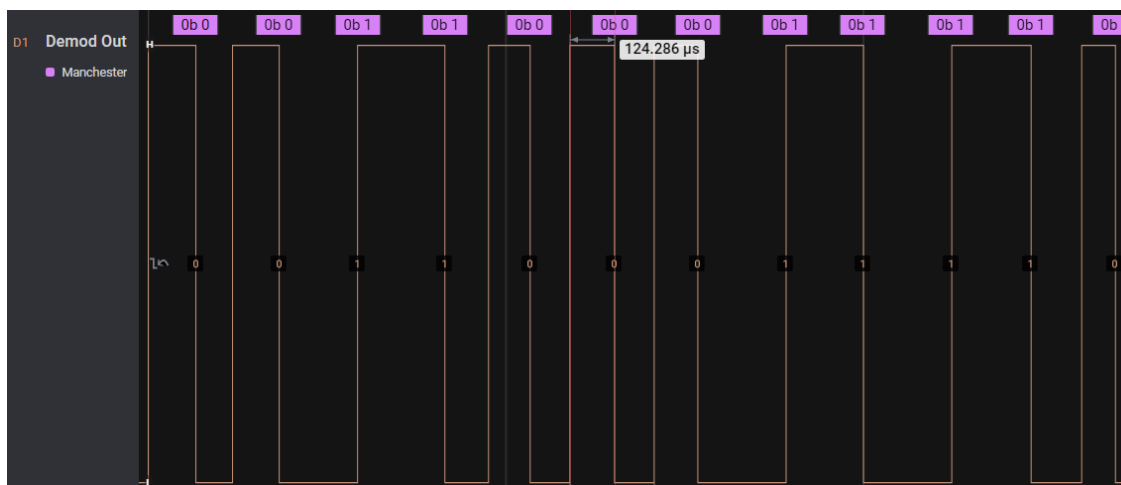


Figura 4.3.5: Captura de la señal DEMOD_OUT del EM4095 al leer un tag FDX-B.

El programa lanza una interrupción cada vez que detecta un flanco ascendente o descendente en el pin de entrada 2, determinando la longitud de los pulsos recibidos. Durante la interrupción se registra el tiempo transcurrido desde el suceso de la última interrupción y el nivel al que se encuentra la entrada. Los pulsos se clasifican por su longitud: si se recibe un pulso corto, se guarda el nivel de la entrada en un array; si se detecta un pulso largo el nivel de la entrada se guarda dos veces en el array. Si el pulso se encuentra fuera de los márgenes establecidos, el array se descarta y se comienza de nuevo. Este proceso se repite hasta que el array se llena, lo que significa que se ha capturado al menos un telegrama entero.

Una vez que se tiene el array completo, se recorre decodificando el telegrama y guardándolo en un nuevo array. Cuando se detectan dos bits seguidos con el mismo nivel el dato decodificado es un 1, en caso contrario, el dato decodificado es un 0. El array con el telegrama decodificado se recorre de nuevo buscando el encabezamiento, el cual indica el comienzo del código del transpondedor.

Los siguientes 72 bits se agrupan como se establece en la norma ISO 11784 (véase la Sección 3.3), convirtiendo las sucesiones de bits correspondientes a cada campo de información a formato decimal.

Finalmente, el código del transpondedor FDX-B se muestra en el terminal de Arduino. En la Figura 4.3.6 se observa una captura del terminal donde se muestran los códigos obtenidos de la lectura de tres tags FDX-B.



Figura 4.3.6: Lecturas de los transpondedores FDX-B en el terminal de Arduino.

Una vez que se ha obtenido el código es posible mostrarlo en un display, guardarlo en una base de datos o enviarla a una computadora externa, dependiendo de la aplicación que se precise, utilizando el Arduino u otro tipo de microcontrolador.

4.3.2 Modulo Lector FDX-A

Como se ha mencionado al inicio de este capítulo, los transpondedores FDX-A producidos y distribuidos por la compañía Trovan utilizan un protocolo de RFID distinto al FDX-B. Su frecuencia de activación se establece en $f_0 = (128 \pm 3)$ kHz, utilizando modulación PSK para enviar el telegrama con la información mediante un procedimiento subarmónico a la frecuencia $f_0/2 = 64$ kHz. Como se especifica en el documento ISO 11785, la codificación utilizada por los tags de Trovan es DBP.

Esto significa que para realizar la lectura de estos transpondedores FDX-A hará falta un hardware front-end que además de generar la señal de activación, demodule la señal modulada en PSK para facilitarla al microcontrolador. Para la generación de la señal de activación se utilizará el mismo chip EM4095 utilizado como front-end para el lector FDX-B. Para procesar la señal de respuesta de los transpondedores FDX-A, se analizará primero la señal que se recibe en la antena al activar los tags. Al ser limitada la información existente sobre las señales que se tratarán, este primer análisis fue indispensable para decidir la forma de abordar el procesamiento de la señal de respuesta de estos transpondedores.

4.3.2.1 Experimentación

Con el objetivo de conseguir una señal de activación cercana a 128 kHz la cual permite activar los tags FDX-A, se seleccionaron los valores correspondientes a la frecuencia de 131 kHz mostrados en la Tabla 4.3.1. La frecuencia de las oscilaciones medidas en la antena fue de 133 kHz. El valor de C_{RES} se ajustó a 3.2 nF para conseguir finalmente que las oscilaciones fueran de 131 kHz. Es importante apuntar que esta frecuencia varía ligeramente con factores como la temperatura del chip, la humedad o la alimentación del circuito. Esta frecuencia de activación sirve teóricamente para activar los tags FDX-A y se comprobó que se podían leer los tags FDX-B utilizando la misma configuración detallada en la Sección 4.3.1.

Una vez que la frecuencia de la señal de las oscilaciones de la antena era la adecuada para la activación de los tags FDX-A, se tomaron los transpondedores y se posicionaron cerca de la antena emisora con intención de medir las señales resultantes que se producían al activarse los transpondedores.

Aunque se esperaba algún tipo de cambio en las oscilaciones, no se pudo observar ni medir ninguna variación en la señal de la antena del lector. Es importante apuntar que la frecuencia de resonancia del tanque resonante de la antena del lector estaba establecida a 131 kHz y la señal de respuesta que se esperaba de los transpondedores FDX-A era de 64 kHz. Además, el nivel de la señal de activación generada era muy superior a la señal de respuesta de los tags captada por la antena de modo que fue imposible reconocer la señal de respuesta de los tags.

La solución a este problema fue la implementación de una segunda antena sensora, en la cual se estableció la frecuencia de resonancia del tanque a 64 kHz, lo que ayudaría a atenuar la señal de activación y captar de mejor manera la señal de respuesta de los tags FDX-A. Esta antena se posicionó junto a la antena de activación, con la misma orientación.

De esta manera se pudieron identificar cambios en la señal percibida en la antena sensora cuando los transpondedores FDX-A se acercaban a ambas antenas. La señal medida en la antena sensora se puede observar en la Figura 4.3.7 y Figura 4.3.8 tanto en dominio del tiempo como el dominio de la frecuencia.

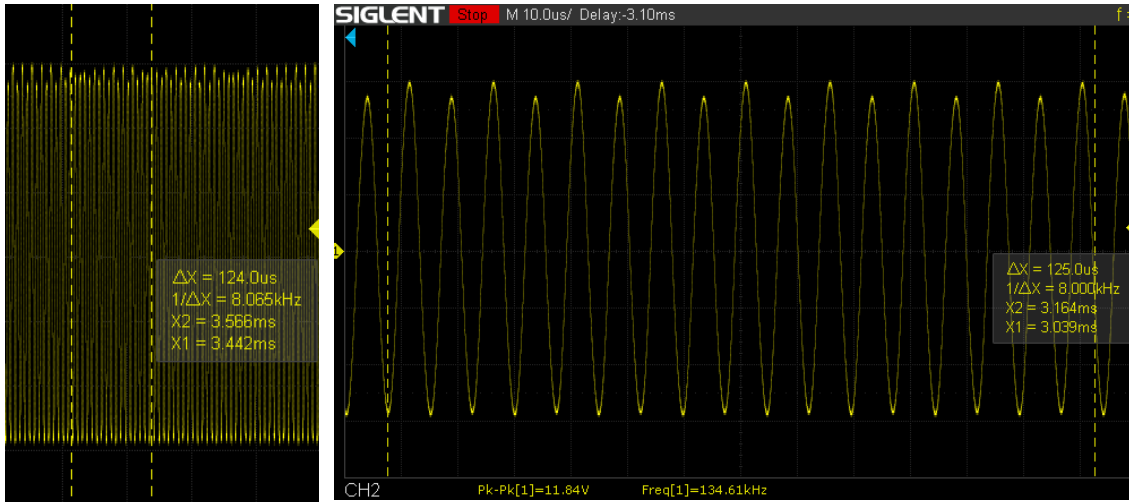


Figura 4.3.7 a y b: Señal medida en la antena sensora en el dominio del tiempo. La amplitud de la señal de 131 kHz es afectada por la componente de 64 kHz. La figura b (derecha) muestra la señal a (izquierda) aumentada.



Figura 4.3.8: Espectro de la señal medida en la antena sensora. Se distingue la componente fundamental de 131 kHz y una componente más débil de 64 kHz.

Véase en la Figura 4.3.8 que la señal medida en la antena sensora tiene una componente dominante de 131 kHz y otra componente menor de 64 kHz. En la Figura 4.3.7 se observa que se producen ligeras variaciones en la amplitud de la señal de 131 kHz, las cuales parecen seguir un patrón donde el periodo mínimo entre los cambios es de 125 μs.

Con intención de aislar la componente de 64 kHz atenuando por completo la componente dominante de 131 kHz, la señal de la antena se hizo pasar por varios filtros paso-baja. Los filtros y circuitería usados se especificarán más adelante. La componente aislada de 64 kHz se muestra a continuación en la Figura 4.3.9. Esta es la señal de respuesta enviada por el transpondedor FDX-A captada en la antena sensora cuando se consigue eliminar por completo la señal de activación de 131 kHz.

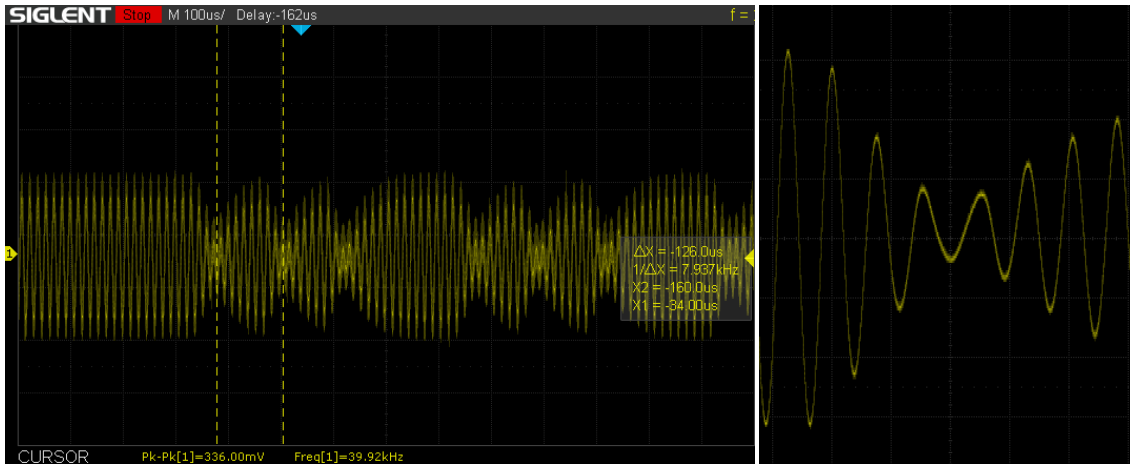


Figura 4.3.9 a y b: Señal en el dominio del tiempo obtenida después del exhaustivo filtrado paso bajo (a, izquierda). Se muestra la captura aumentada en el momento del supuesto cambio de fase de la señal (b, derecha).

En la Figura 4.3.10 se observa que la frecuencia de las oscilaciones es de 64 kHz. Aparentemente, no se distingue ninguna modulación de fase PSK en la señal. Además, se puede observar que incluso después del filtrado exhaustivo, todavía quedan residuos de la señal a 131 kHz.



Figura 4.3.10: Señal en el dominio de la frecuencia obtenida después de un exhaustivo filtrado paso-bajo.

La señal en el dominio del tiempo presenta una forma parecida a una modulación de amplitud donde la amplitud de la componente dominante cambia periódicamente en múltiplos de 125 μ s, siendo éste el tiempo mínimo transcurrido entre dos hendiduras en la amplitud. Estos huecos o hendiduras en la amplitud de las oscilaciones indicarían cambios de fase de la señal, como se indica en el Anexo A relativo al FDX-A del documento ISO 11785. La duración del estado binario es de 16 ciclos de $f_0 = 128$ kHz, es decir, 125 μ s.

Cada vez que se produce una hendidura hay un supuesto cambio de fase, el cual se identifica con la transmisión de un 0 binario (o como se hace referencia en el documento: “una modulación de fase de 180”), mientras que, si no se detecta ningún hueco en 125 μ s, el bit transmitido es un 1 (“modulación de fase de 0”).

Activando dos tags FDX-A de Trovan y observando los telegramas en el osciloscopio se verificó que efectivamente los códigos de los transpondedores coincidían con las sucesiones de las medidas de las hendiduras detectadas en las señales.

4.3.2.2 Hardware

Una vez entendido el proceso de transmisión de la información de los tags a la antena sensora y verificado que la información se podía recuperar de las señales de respuesta de los tags, se realizó el diseño de la circuitería front-end que permitiera captar y tratar la señal de respuesta de los transpondedores en la antena sensora para entregarla al microcontrolador, el cual procesaría dicha información.

En este apartado del trabajo se especifica el diseño del hardware front-end para la implementación del lector FDX-A. En concreto, se detallan cada uno de los bloques de la Figura 4.3.11 que componen el módulo lector.

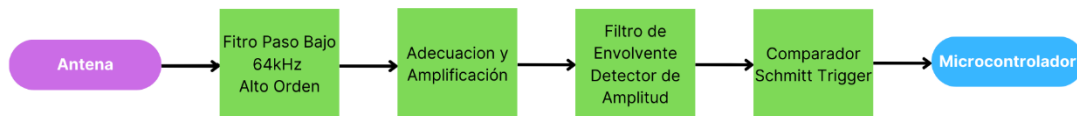


Figura 4.3.11: Diagrama del módulo lector FDX-A.

Como se ha demostrado en el apartado anterior, la supuesta modulación PSK que se especifica en el documento ISO 11785 en relación con la modulación utilizada por el protocolo FDX-A de Trovan es difícilmente perceptible en ambas antenas utilizadas. A priori, no se observa que se produzca ningún cambio de fase en los momentos donde se observan las hendiduras, como se observa en la Figura 4.3.9, la fase de la señal continúa siendo la misma.

Las hendiduras en la amplitud observadas en las señales de respuesta de los tags medidos ofrecen una buena oportunidad para la demodulación de las supuestas señales moduladas en PSK utilizando circuitería simple que detecte las hendiduras en amplitud y las interprete como los cambios de fase nombrados en el documento ISO. Además de esto, la detección de fase de una señal precisa circuitería más complicada que la detección de la amplitud de una señal. En este caso, dado que los cambios de fase de la señal no son nada obvios y difícilmente medibles y las señales presentan claros y uniformes cambios de amplitud, se decidió que la manera más efectiva de detectar los cambios de fase

mencionados en el documento sobre el FDX-A era la detección de las hendiduras en la amplitud.

La señal de respuesta que emiten los tags FDX-A se recibe en la segunda antena sensora, la cual esta sintonizada a 64 kHz. Como se ha podido observar en el apartado anterior, esta señal se recibe junto con la señal de 131 kHz utilizada para la activación de los tags, por lo que el siguiente bloque de filtrado debe eliminar totalmente esta componente, dejando aislada la componente de 64 kHz que contiene la información del telegrama. Después de la debida adecuación y amplificación, la señal se pasa por un filtro de envolvente que detecta su amplitud y por lo tanto las hendiduras. Finalmente, esta señal es llevada a un comparador con histéresis, o Schmitt Trigger, que se encarga de detectar cuándo la señal cruza ciertos umbrales de tensión. La señal resultante al final del procesado es una señal que varía entre dos niveles, alto y bajo, en el cual los flancos descendentes (o ascendentes) indican que se ha producido una hendidura en la amplitud, lo cual significa a su vez que se ha dado un (supuesto) cambio de fase.

Haciendo llegar la información de la temporización, es decir, el tiempo que se da entre hendidura y hendidura, a un microcontrolador, éste puede descifrar la trama de bits recibida en función del tiempo transcurrido entre ellos.

La antena utilizada como antena sensora es el mismo tipo de antena conectada al chip EM4095 que se ha utilizado para generación del campo de activación. Esta antena cuenta, como en el caso anterior, con una inductancia de 500 μH . Para la creación del tanque resonante se han conectado en paralelo a la inductancia de la antena dos condensadores de 10 nF y 2.2 nF respectivamente, lo que resulta en una frecuencia de resonancia de 64.44 kHz. El esquemático del tanque resonante del módulo lector FDX-A se muestra en la Figura 4.3.12.

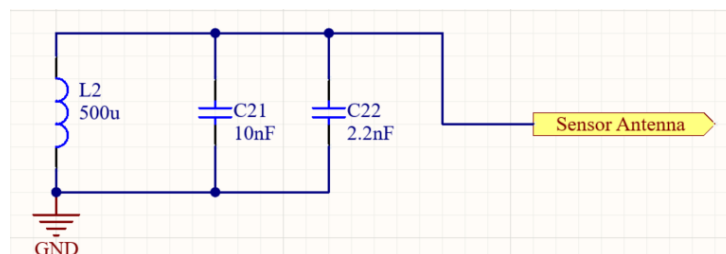


Figura 4.3.12: Esquemático del tanque resonante de la antena sensora.

Un extremo del tanque resonante se conecta a tierra, mientras que la señal single-ended del otro extremo se lleva al primer filtro de paso bajo (izquierda en la Figura 4.3.13). Este primer filtro es un filtro Sallen-Key de segundo orden en el cual la frecuencia de corte se ha establecido a 64 kHz. Este filtro permite atenuar la señal de la antena, la cual tiene una amplitud de cercana a 9 V pk – pk, preparándola para el siguiente filtro, el cual no permite entradas superiores a 5 V pk – pk.

El segundo filtro es el LTC1569-6 [32] de Linear Technology, un filtro paso bajo de orden 10 en el cual la frecuencia de corte del filtro se establece de manera externa con componentes y voltajes externos. Siguiendo las directrices de la hoja de datos del filtro integrado, se han seleccionado los voltajes y valores de los elementos que sitúan la frecuencia de corte del segundo filtro también a 64 kHz. La hoja de datos especifica una

atenuación de 60 dB a la frecuencia $2f_{cut}$, lo suficiente para poder aislar la componente de 64 kHz atenuando casi por completo la componente de 131 kHz.

En la Figura 4.3.13 y Figura 4.3.14, se muestran el esquema del bloque de filtrado del lector FDX-A y el esquema del amplificador, filtro de envolvente y comparador de este.

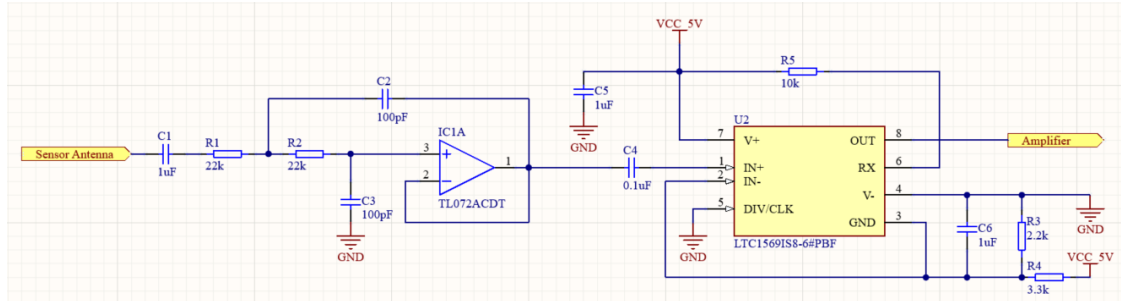


Figura 4.3.13: Esquemático de los filtros del módulo lector FDX-A.

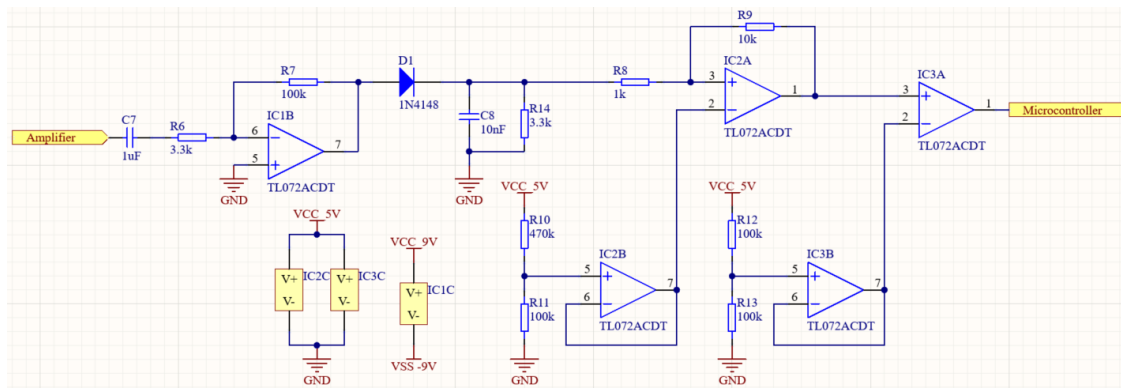


Figura 4.3.14: Esquemático del amplificador, detector de envolvente y comparadores del módulo lector FDX-A.

La respuesta en frecuencia de los dos filtros en cascada se ha simulado utilizando el entorno de simulación LTSpice, utilizando el modelo del amplificador operacional TL072 para el primer filtro y el modelo del filtro integrado facilitado por Linear Technology. La respuesta del bloque de filtrado se muestra en la Figura 4.3.15.

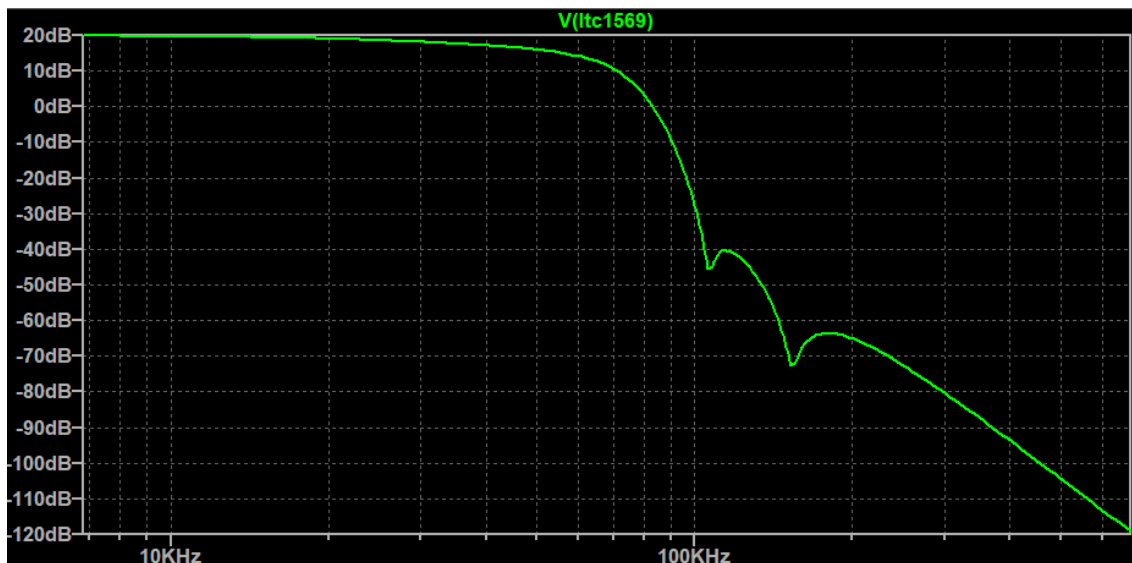


Figura 4.3.15: Respuesta en frecuencia simulada del bloque de filtrado.

Véase que la atenuación que ofrecen los dos filtros en cascada a 64 kHz es 6.8 dB mientras que a 131 kHz la atenuación es de 65.8 dB. La señal filtrada toma la forma que se muestra en la Figura 4.3.9. La Figura 4.3.10 muestra el espectro de la señal, donde se ve que la componente de 64 kHz está por encima de la componente de 131 kHz, la cual se detecta como un rizado en la onda de 64 kHz.

El espacio mínimo entre las hendiduras en la amplitud de la señal es de 125 μ s. Como se ha mencionado anteriormente, esta es duración del estado binario para el protocolo FDX-A de Trovan. La señal en este punto es débil (alrededor de 300 mV (pk – pk) y vulnerable ante el ruido. Las mediciones se han realizado en una breadboard, por lo que la inmunidad del circuito ante el ruido no es la óptima.

Después del filtrado, la señal precisa de cierta adecuación para aumentar su amplitud y hacerla pasar por el filtro de envolvente. Para este propósito se utiliza un simple amplificador inversor con una ganancia de 30 dB. La señal a la salida del amplificador se muestra en la Figura 4.3.16. En la captura se puede observar entre los cursores la trama de bits que indica el inicio de la transferencia del telegrama FDX-A, 1000 μ s entre dos hendiduras, lo que implica que el primer bit es un 0 seguido por 111111 al no darse ningún cambio de fase en los restantes 875 μ s.

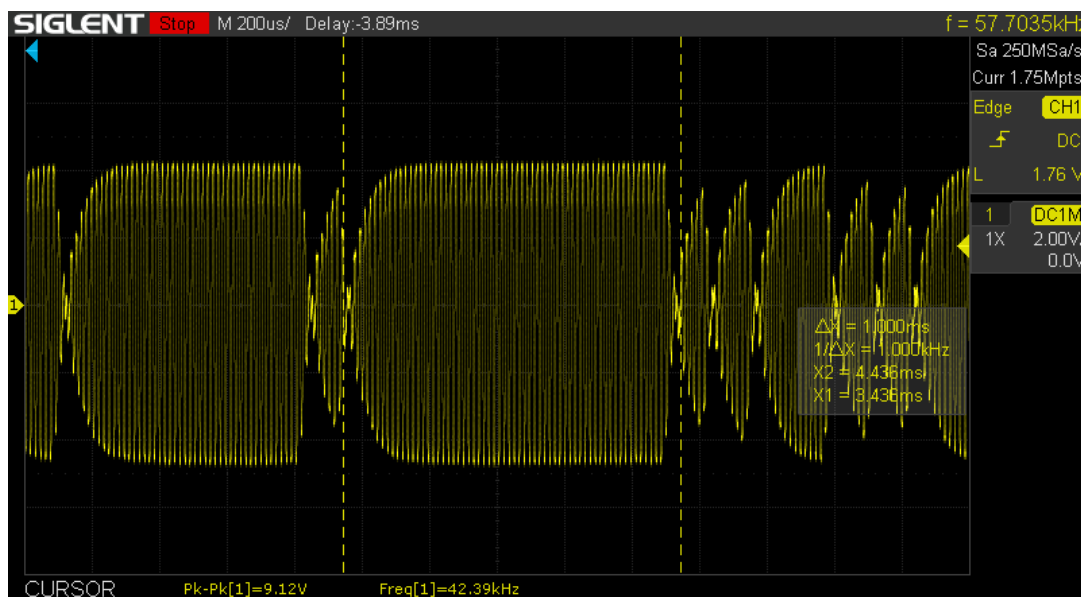


Figura 4.3.16: Señal en el dominio del tiempo obtenida después de la amplificación. Los cursores delimitan el encabezado del telegrama FDX-A transmitido.

La señal en este punto cuenta con una amplitud alrededor de 9 V y se hace pasar por un filtro de envolvente formado por un diodo 1N4148, un condensador de 10 nF y una resistencia 3.3 k Ω , obteniendo lo forma de sierra que se muestra en la la parte superior de la Figura 4.3.17.

Finalmente, un comparador con histéresis o Schmitt Trigger detecta cuando la señal baja de 0.5 V, y cuando sube de 1 V. Esto permite eliminar el ruido resultante del rizado residual del paso de la señal por el detector de envolvente, dando como resultado una a señal que cambia entre dos estados, alto y bajo. La forma de la señal en este punto se observa en la parte inferior de la Figura 4.3.17.

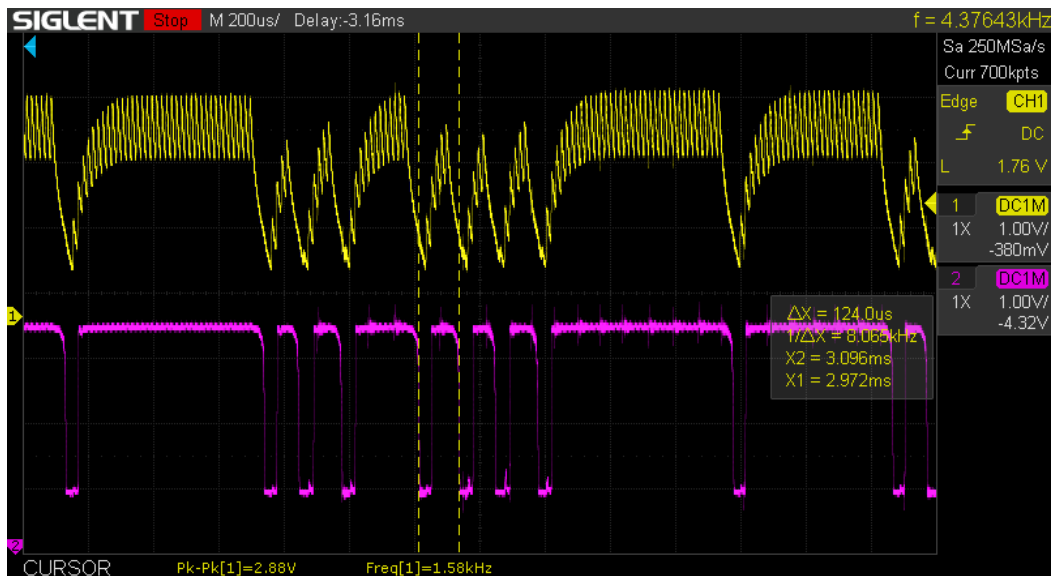


Figura 4.3.17: Señal obtenida después del filtro envolvente (amarillo) y después del primer comparador Schmitt Trigger (magenta). Los cursores muestran la duración mínima del estado binario donde se da un cambio de fase.

Esta señal cuenta todavía con un rizado no deseado y varía entre 1.28 V y 3.28 V y no entre 0 y 3.3 V o 5 V como se espera en los pines de entrada digitales de cualquier microcontrolador corriente. Por ello, para conseguir la señal definitiva, resulta necesario el empleo de otro comparador, esta vez sin histéresis, en el cual la salida tome los valores de 0 o 3.3 V y se elimine todo el rizado restante. La salida del último comparador se muestra en la Figura 4.3.18 en magenta.

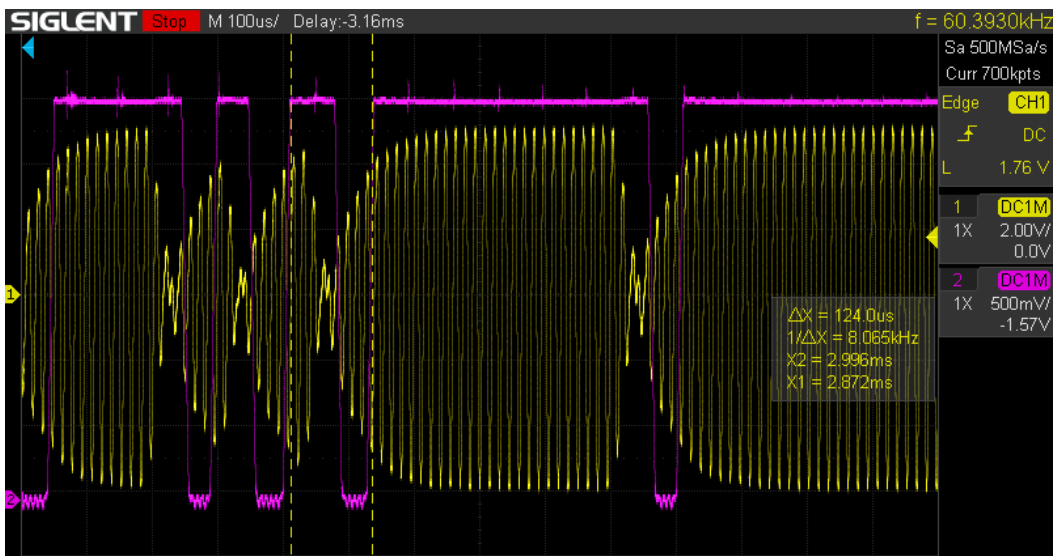


Figura 4.3.18: Comparación de la señal obtenida después de la amplificación (amarillo) (véase Figura 4.3.16) y la señal a la salida del último comparador (magenta).

La señal a la salida del comparador es llevada directamente al pin digital 3 de Arduino Uno, el cual detecta los flancos de los pulsos y decodifica el telegrama FDX-A como se describe en el siguiente apartado.

4.3.2.3 Firmware

En el caso del módulo FDX-A, el firmware se encarga de procesar la serie de bits codificados en DBP que se reciben en el pin 3 de Arduino, el cual es el segundo pin disponible para lanzar interrupciones. A diferencia del módulo FDX-B, este módulo no requiere de ninguna otra conexión para su funcionamiento, por lo que la única conexión necesaria con Arduino es la línea de salida demodulada del módulo, que se conecta al pin 3 del Arduino. Es importante aclarar que el firmware aún no se ha implementado por completo ni se ha probado con el prototipo, pero en esta sección se explica su lógica.

El telegrama, aunque todavía se encuentra codificado, se demodula por completo y se recibe en el pin 3 del Arduino. La secuencia de bits es una sucesión de pulsos con duraciones múltiplos de 125 μ s. Como se mencionó anteriormente, las hendiduras en la amplitud indican los supuestos cambios de fase de la señal. Por lo tanto, la distancia entre los flancos ascendentes (o descendentes) en la salida de la circuitería frontal indica el tiempo transcurrido entre dos cambios de fase.

Siguiendo el esquema de modulación PSK, cada vez que se produce una hendidura, hay un cambio de fase que se identifica con la transmisión de un 0 binario (o, como se menciona en el documento, una "modulación de fase de 180°"), mientras que si no se detecta ninguna hendidura en 125 μ s, el bit transmitido es un 1 ("modulación de fase de 0°"). Por lo tanto, la detección de pulsos de 125 μ s indica la transmisión de un 0 binario, la detección de pulsos de 250 μ s indica la transmisión de la sucesión 01, la detección de pulsos de 375 μ s indica la transmisión de la sucesión 011, y así sucesivamente.

Al igual que en el caso de la decodificación FDX-B, el programa lanza una interrupción cada vez que detecta un flanco ascendente (o descendente) en el pin de entrada 3, lo que determina la longitud de los pulsos recibidos. Durante la interrupción, se registra el tiempo transcurrido desde el último suceso de interrupción. Utilizando este tiempo, los pulsos se decodifican mediante una estructura "case" con ciertos márgenes y se añaden a un array. Si el pulso se encuentra fuera de los márgenes establecidos, se descarta el array y se comienza de nuevo. Este proceso se repite hasta que el array se llena, lo que significa que se ha capturado al menos un telegrama completo.

Una vez que se tiene el array completo, se procede a decodificar y procesar el telegrama, guardándolo en un nuevo array. Se busca el encabezamiento 01111111 y se agrupan los bits de tres en tres, verificando la paridad par con el cuarto bit. Después de la comprobación de paridad, los bits de paridad se descartan y los grupos de tres bits se colocan en el nuevo array. Finalmente, se agrupan los bits del nuevo array empezando desde el último bit transmitido (el de la derecha) y se realiza la conversión al formato FDX-A de Trovan: 2 dígitos - 4 caracteres hexadecimales - 4 caracteres hexadecimales.

A continuación, se muestra un ejemplo de la lógica a seguir:

Ristra de bits: 0001 0001 0001 0001 1110 0100 1000 0010 1101 1000 1101 0111 0100

Sin bits de paridad: 000 000 000 000 111 010 100 001 110 100 110 011 010

Agrupando de 4 en 4: 000 0000 0000 0111 0101 0000 1110 1001 1001 1010

En formato Trovan: 00-0750-E99A

4.3.3 Integración de Módulos Lectores

En los dos apartados anteriores se han propuesto diseños para los módulos lectores de transpondedores FDX-B y FDX-A respectivamente. Con el propósito de ofrecer una herramienta versátil y universal para los proyectos a los que se dirigen los diseños, se han integrado las dos propuestas en una sola plataforma, la cual servirá para leer ambos tipos de transpondedores. Además de ventajas de facilidad de uso y portabilidad, la convergencia de los dos lectores resultará en una reducción considerable de costes a la hora de una futura fabricación de los mismos.

Se seguirán las recomendaciones de los anexos del documento ISO 11785, los cuales se han introducido en el Capítulo 3. Estos anexos describen el método a seguir para incluir las tecnologías de diferentes fabricantes en un transceptor RFID.

De acuerdo con estas recomendaciones, ambos módulos se conectan a la placa de desarrollo Arduino Uno. En caso del módulo FDX-B, se establecen los pines digitales 10 (conectado al pin MOD del chip EM4095) y 4 (conectado al pin SHD/RDY del chip EM4095) en estado bajo, lo que lo configura dicho chip en modo lectura. La señal demodulada es proporcionada por el módulo FDX-B al pin digital 2 del Arduino. Para el módulo FDX-A, la única conexión necesaria es la conexión a la salida de la circuitería front-end a la entrada digital 3 del Arduino. Se ha obviado la alimentación de los diferentes módulos y circuitos. El diagrama de bloques del lector FDX-A/B diseñado se muestra en la Figura 4.3.19.

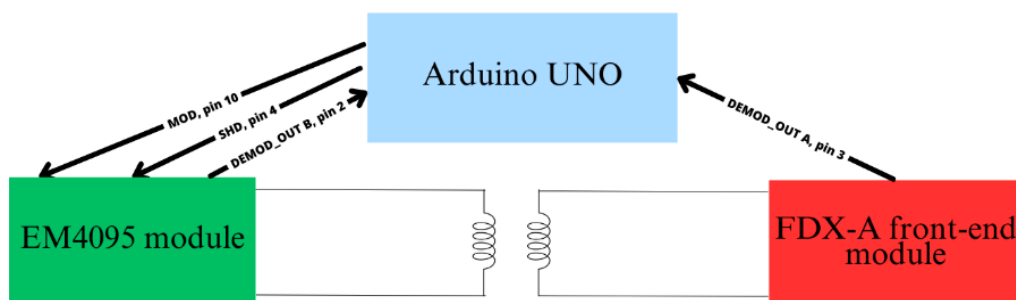


Figura 4.3.19: Diagrama de bloques del lector RFID.

La Figura 4.3.20 muestra el montaje y conexionado del primer prototipo del lector completo.

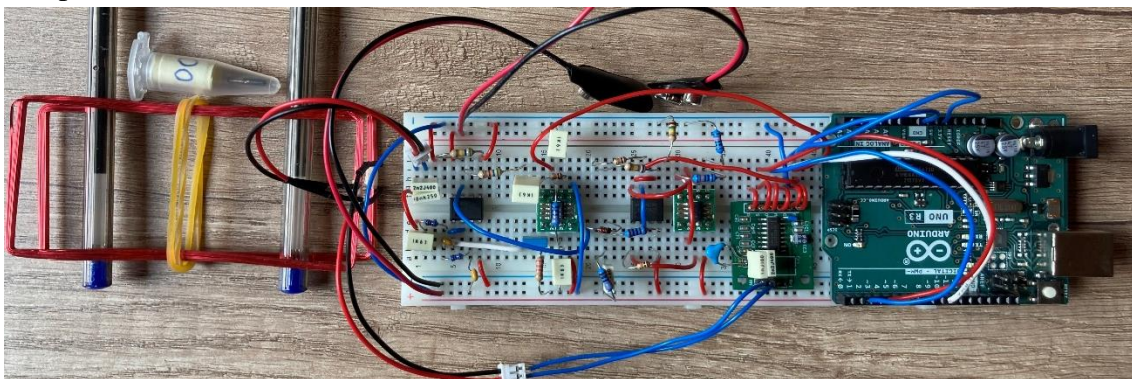


Figura 4.3.20: Montaje del prototipo del lector RFID en la breadboard.

5 Análisis Crítico y Propuestas de Mejora

En este último capítulo se realiza un análisis crítico del lector RFID diseñado, identificando varias deficiencias y aspectos a mejorar del mismo. A continuación, se proponen ideas para futuras evoluciones del diseño del lector RFID, con el objetivo de obtener un lector completamente funcional y competente en línea con los lectores comerciales.

5.1 Análisis crítico

Aunque el lector propuesto en el TFM es capaz de realizar lecturas tanto de transpondedores FDX-B como FDX-A de manera correcta, existen varios aspectos que dificultan su utilidad en el campo de aplicación al que se dirige. Es importante tener en cuenta que el lector diseñado es una primera fase de un prototipo y no una implementación comercial.

El principal inconveniente del lector diseñado es la distancia de lectura muy corta que ofrece al leer los transpondedores FDX-A. Mientras que en el caso del módulo lector FDX-B, la distancia de lectura es de entre 10 a 20 cm, dependiendo de la orientación del tag con respecto a la antena, lo cual es suficiente para realizar lecturas en las cajas nido de los proyectos de monitorización animal a los que se dirige el lector y similar a las distancias de lectura ofrecidas por los lectores comerciales de Trovan y Priority-1, para realizar lecturas de tags FDX-A, los transpondedores deben colocarse a menos de 1 cm de las antenas para obtener los telegramas correctos.

El reducido rango de distancia de lectura en el caso del módulo FDX-A se debe a varios factores. El más importante es la baja eficiencia de transmisión de las señales de activación y respuesta de los tags. Las antenas elegidas para el diseño son genéricas y de propósito general, es decir, no están optimizadas para el rango de frecuencias RFID (128 kHz de señal de activación y 64 kHz de respuesta de los transpondedores para FDX-A), lo que limita la eficiencia. Además, el posicionamiento poco preciso de la antena de sensado con respecto a la de activación, que varía ligeramente en cada lectura, también contribuye a esta limitación.

Otro factor que limita la eficiencia de transmisión son los factores de calidad de los tanques resonantes, que se han mantenido bajos para abarcar un espectro de frecuencias más amplio y poder establecer la comunicación para ambos protocolos FDX. También se deben tener en cuenta los efectos parásitos, especialmente los resistivos, que deterioran el factor de calidad del conexionado de los cables y la breadboard, así como el diseño general del prototipo.

El ruido presente en el circuito también es un inconveniente importante en el rendimiento del diseño. Los componentes de orificio pasante con patas largas y los largos jumpers que forman el circuito en la breadboard son muy susceptibles al ruido, lo que resulta en una relación señal-ruido deficiente. Dado que la señal recibida en la antena sensora es débil, el ruido en el circuito se vuelve aún más notable. Si se logra aumentar la inmunidad al ruido del circuito mediante diferentes técnicas, se podría aplicar una mayor amplificación a la débil señal de respuesta de los tags, obteniendo una relación señal-ruido razonable en la salida de la circuitería. En este aspecto, también es importante considerar el aislamiento

de la fuente de alimentación y el correcto grounding del circuito, los cuales no se han tenido en cuenta en esta primera propuesta de diseño.

Las características finales indispensables para que el diseño sea totalmente funcional en los proyectos de investigación a los que se dirige son la interfaz con el usuario, la configuración interna del hardware y la comunicación con equipos externos para transmitir los datos adquiridos, ya sea mediante comunicación por cable o inalámbrica.

En esta fase del diseño, el firmware implementado muestra las lecturas realizadas a través del terminal de Arduino, pero se debe cargar previamente un firmware específico para la lectura de un tipo u otro de transpondedor en el Arduino. Para una futura implementación, sería ideal contar con un único firmware capaz de realizar ambas lecturas.

Además, el prototipo no cuenta con ninguna interfaz aparte del terminal de Arduino para mostrar las lecturas realizadas. Para su uso en campo, sería necesario agregar algún tipo de pantalla que muestre las lecturas realizadas y que también permita interactuar con el sistema, indicando el inicio de una lectura, el guardado de datos o el envío de estos, entre otras funcionalidades posibles.

A diferencia de la mayoría de los lectores RFID comerciales, el diseño propuesto no cuenta con ningún protocolo de comunicación, como RS-232 o RS-485. Para transferir los datos recopilados en campo y volcarlos a las bases de datos utilizadas en los proyectos, sería necesario implementar algún sistema de comunicación con terceros. En este aspecto, sería interesante desarrollar un sistema de comunicación inalámbrica, ya que ninguno de los lectores comerciales actuales ofrece esto sin la necesidad de módulos externos.

En cuanto a la gestión de la batería, el diseño no ha tenido en cuenta el ahorro de batería y el bajo consumo, pero en su forma futura, estos equipos se instalarán en sitios remotos donde es probable que no haya acceso a una red de alimentación. Por lo tanto, es crucial un diseño que tenga en cuenta el bajo consumo.

5.2 Propuestas de Mejora

Para solucionar el problema de la baja eficiencia de transmisión, se plantean varias consideraciones en cuanto a la construcción de las antenas y el diseño de los tanques resonantes del sistema RFID.

En primer lugar, las dimensiones de las antenas deben adecuarse al rango de frecuencias en las que operarán, es decir, de 128 kHz a 134.2 kHz para la antena de activación y 64 kHz para la antena de sensado. Para lograr esto, se debe considerar el campo magnético necesario para activar los tags a la distancia requerida, lo que implica utilizar instrumentación de medición de radiación específica para calcular el número de espiras, la forma de la antena, el diámetro del hilo y otros parámetros óptimos para la transmisión, como se describe en la Sección 3.2.3. Además, se puede considerar la construcción de ambos bobinados en una misma antena custom, compactando el diseño y obteniendo una antena más eficiente y manejable.

En cuanto al diseño de los tanques resonantes, es importante establecer la frecuencia de resonancia en la frecuencia de transmisión utilizando componentes de precisión o algún sistema de ajuste, y maximizar el factor de calidad para reducir las pérdidas resistivas en

el tanque. Por ejemplo, se puede lograr un layout optimizado o aumentar la sección del hilo de la antena para reducir la resistencia parasita.

Para una precisa sintonización de las frecuencias de activación, se sugiere utilizar switches controlados por el microcontrolador (como relés o dispositivos de estado sólido) para conmutar los componentes del tanque resonante. Esto permitiría al chip EM4095 establecer la frecuencia de resonancia específicamente para el tipo de tag que se desea leer o cambiar continuamente de frecuencia para buscar ambos tipos de tags. Aumentar el factor de calidad garantizará que los campos magnéticos que alcanzan los transpondedores sean más fuertes, lo que proporcionará a su vez señales de respuesta más robustas, especialmente para FDX-A, que utiliza un procedimiento RFID subarmónico.

Para mejorar la inmunidad al ruido del diseño, se propone utilizar una estructura totalmente balanceada en la primera parte del circuito del módulo FDX-A, tomando la señal de la antena en modo diferencial y llevándola al primer filtro. Esto reduciría considerablemente las señales de modo común que puedan estar presentes. Junto con una implementación del diseño integrado en una PCB con técnicas de layout adecuadas para un buen rendimiento en términos de ruido, y el uso de una carcasa externa que proporcione el debido apantallamiento, el circuito sería lo suficientemente inmune al ruido como para trabajar con señales débiles recibidas en la antena sensora.

Dado que los sistemas diseñados se instalarán en sitios remotos de difícil acceso humano, es necesario considerar un diseño que tenga en cuenta el consumo eléctrico del circuito para prolongar al máximo el funcionamiento del sistema con baterías. Se sugiere utilizar un microcontrolador de bajo consumo y seleccionar componentes con función de "shutdown" o "enable", o implementar circuitos que activen y desactiven la alimentación de las diferentes partes del circuito para ahorrar energía al realizar las lecturas con cierto espaciado temporal. Además del diseño específico de hardware enfocado en el bajo consumo, el firmware del dispositivo requerirá un mayor desarrollo que tenga en cuenta la temporización de la activación y desactivación de las diferentes partes del circuito.

Para obtener un diseño simple y funcional, es imprescindible agregar una interfaz en forma de display o pantalla que muestre directamente el código leído. Además, se propone el uso de controles que permitan indicar al lector qué tipo de lectura se desea realizar, iniciar una nueva lectura, guardar el código leído, así como controles de encendido y apagado del sistema.

Dado que se desea incluir funcionalidades adicionales como comunicación serial, una interfaz con el usuario en forma de display o pantalla y botones, o el uso de módulos externos para la conexión inalámbrica, se requerirá un microcontrolador más potente en una fase posterior del diseño del sistema, como los microcontroladores STM32, que también ofrecen una mayor memoria para ejecutar programas más complejos.

Estas propuestas de mejora buscan abordar las limitaciones y aspectos de mejora identificados en el diseño actual del lector RFID, con el objetivo de lograr un lector completamente funcional y competente que pueda satisfacer las necesidades de los proyectos de monitorización animal a los que se dirige.

6 Conclusiones

En este Trabajo de Fin de Máster se ha desarrollado un lector RFID diseñado específicamente para la identificación animal. Se han creado dos módulos de hardware capaces de leer los telegramas almacenados en transpondedores de tipo FDX-B y FDX-A. Para lograr este diseño, se llevó a cabo una exhaustiva revisión bibliográfica sobre la tecnología RFID y la identificación animal. Tras proponer el prototipo del lector, se realizaron análisis que identificaron deficiencias y se ofrecieron ideas para mejorar el diseño en futuras etapas.

El proceso de diseño del módulo lector FDX-B transcurrió sin mayores problemas, ya que se recopiló suficiente información para desarrollar un hardware y firmware completamente funcionales y válidos. En cambio, el diseño del módulo FDX-A fue más complejo y desafiante. Dado que el protocolo FDX-A es menos utilizado y exclusivo de la empresa Trovan, esta última no promueve la divulgación de su protocolo de comunicación. Esto ha limitado la disponibilidad y claridad de la información sobre dicho protocolo.

Durante el diseño del módulo lector FDX-A, se realizó un análisis exhaustivo para estudiar las respuestas de los transpondedores cuando se activan. Se observó que la modulación PSK descrita en el documento ISO 11785 no era discernible en los telegramas de respuesta. Sin embargo, se detectaron disminuciones en la amplitud de la tensión cuando se suponía que había un cambio de fase.

La explicación de este fenómeno podría ser que los transpondedores FDX-A responden a la activación con una señal de respuesta controlada digitalmente, en la que la fase de la señal varía según el ritmo del telegrama. Sin embargo, factores externos pueden distorsionar esta señal cuando se mide en los extremos de una antena sensora. Para obtener una respuesta concluyente, se requeriría un equipo de laboratorio más especializado y más tiempo de investigación sobre el tema.

Se identificaron aspectos de mejora en el diseño actual del lector, como la distancia de lectura limitada y la falta de una interfaz interactiva, entre otras. A pesar de esto, se ha dado inicio al proceso de diseño y se espera que en futuras etapas se mejore el lector. Se han propuesto mejoras que abordan las limitaciones identificadas, con el objetivo de lograr un lector RFID completamente funcional y competente que satisfaga las necesidades de los proyectos de monitorización animal en las etapas posteriores del diseño.

Se destaca la importancia de contar con herramientas adecuadas y dispositivos de medición y prototipado durante los procedimientos de investigación. Durante el desarrollo de este Trabajo de Fin de Máster, se emplearon diversas herramientas, como osciloscopios, generadores de funciones, multímetros, analizadores lógicos, soldadores y entornos de simulación electrónica, entre otros. Estas herramientas fueron fundamentales para el desarrollo del trabajo, y se agradece sinceramente a Blackstar Amplification Ltd. por proporcionar las herramientas y el laboratorio en horario no laboral para este y otros proyectos personales.

En general, se han alcanzado los objetivos establecidos para este Trabajo de Fin de Máster, a excepción del desarrollo del firmware para el módulo lector FDX-A. Aunque no se ha implementado completamente dicho firmware, se ha detallado la lógica y los pasos necesarios para la decodificación de este tipo de transpondedores, lo cual será útil para la escritura del código en futuras fases de diseño.

Desafortunadamente, no se dispuso de tiempo adicional para lograr un diseño más completo de este primer prototipo del lector. Sin embargo, se está seguro de que, con más tiempo, el diseño presentado podría llegar a ser electrónicamente funcional en términos de hardware y firmware.

Para concluir, este proyecto ha sido una experiencia enriquecedora que ha brindado la oportunidad de investigar y trabajar con la tecnología RFID, una tecnología ampliamente presente en dispositivos y sistemas electrónicos modernos. Los conocimientos adquiridos durante la realización de este trabajo serán de gran utilidad para el desarrollo de futuras ideas y proyectos.

7 Bibliografía

- [1] Proyecto SUMHAL, Sustainability for Mediterranean Hotspots in Andalusia integrating LifeWatch ERIC: <https://pti-ecobiodiv.csic.es/sumhal/>
- [2] Monitorización Automatizada de una Colonia de Nóctulo Grande (*Nyctalus Lasiopertus*) en la Reserva Biológica de Doñana: <http://elabs.ebd.csic.es/web/murcielagos>
- [3] A Mitchell-Jones, *The Atlas of European Mammals*, T and AD Poyser Ltd. 1999.
- [4] Situación actual del Listado de Especies Silvestres en Régimen de Protección Especial y Catálogo Español de Especies Amenazadas: <https://www.miteco.gob.es/es/biodiversidad/temas/conservacion-de-especies/especies-proteccion-especial/ce-proteccion-listado-situacion.aspx>
- [5] UNE-ISO 11784. Identificación de Animales por Radio Frecuencia: Estructura del Código. AEN/CTN 68 Tractores y Maquinaria Agrícola y Forestal. AENOR. Noviembre 2004.
- [6] UNE-ISO 11785. Identificación de Animales por Radio Frecuencia: Concepto Técnico. AEN/CTN 68 Tractores y Maquinaria Agrícola y Forestal. AENOR. Noviembre 2004.
- [7] Transpondedores FDX-A Trovan ID100: <https://www.trovan.com/en/products/trovanunique-read-only/transponders>
- [8] M. Baena-Capilla and J. Bustamante, “El proyecto Horus: Un sistema automático de monitoreo remoto de una colonia de Cernícalo Primilla *Falco Naumanni*”, *Actas del VII Congreso Internacional sobre el Cernícalo Primilla Almendralejo*, 2009, pp. 94- 98.
- [9] Lectores RFID Trovan Unique: <https://www.trovan.com/en/products/trovanunique-animals/portable-readers>
- [10] Lectores RFID Dorset LID <https://www.dorset.nu/identification/rfid-products/stationary-decoders/>
- [11] Lectores RFID Priority Design: <https://www.priority1design.com.au/products.html>
- [12] Bionix Industries, RFID Solutions: <https://bionixtechnologies.com/en/blog/rfid-the-technology-of-the-big-brands-that-was-born-in-world-war-ii-2/#:~:text=The%20large%20scale%20use%20of,RFID%20arose%20out%20of%20necessity>.
- [13] P. Sweeney, *RFID For Dummies*. Team Ling, 2006.
- [14] A. Lozano-Nieto, *RFID Design Fundamentals and Applications*, Taylor and Francis Group, 2011.
- [15] Atlas RFID Store. Basics of an RFID System: <https://www.atlasrfidstore.com/>
- [16] K Finkenzyler and D Müller, *RFID Handbook: Fundamentals and Applications in Contactless Smart Cards, Radio Frequency Identification and Near-Field Communication*, 3rd Ed., Wiley, 2010.

- [17] A. Arnaud and B. Bellini, "Full ISO 11784/11785 compliant RFID reader in a programmable analog-digital, integrated circuit", *2010 Argentine School of Micro-Nanoelectronics, Technology and Applications (EAMTA)*, pp. 107-111, 2010.
- [18] CY27443 PSoC, Programmable System-on-Chip:
<https://www.infineon.com/cms/en/product/microcontroller/legacy-microcontroller/legacy-8-bit-16-bit-microcontroller/psoc-1/cy8c27x43/>
- [19] H Harmanci and H Isik, "Design and Implementation of RFID Reader for Animal Tags", *International Journal Of Electrical, Electronics And Data Communication*, Vol. 4, Iss. 2, pp. 1-4, 2016.
- [20] EM4095 125 kHz – 134 kHz, Read/Write Analog Front End For RFID Basestation:
<https://www.emmicroelectronic.com/product/rf-reader-ics/em4095>
- [21] J Sanchez, M García and M Moncada, "Design and Implementation of a Low Cost RFID ISO 11784/11785 Reader for the Automatic Livestock Management in Nicaragua", *Advances in Automation and Robotics Research in Latin America*, pp. 173-185, 2017.
- [22] TSM3705 Base station IC for TI-RFid™ RF identification systems:
https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tms3705.pdf?ts=1687966513668&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FTMS3705
- [23] E. Bridge et al., "An Arduino-Based RFID Platform for Animal Research", *Front. Ecol. Evol.*, 7:257, 2019.
- [24] Arduino Uno Rev3: <https://store.arduino.cc/products/arduino-uno-rev3>
- [25] Tarjetas RFID EM41XX: <https://akrocard.com/plastics.com.es/tarjetas-rfid-125khz-em/14-tarjetas-em-125khz-impresas-44.html>
- [26] L. Stokes, S Epperly and L Belskis, "Radio Frequency Identification Technology and Marine Turtles: Investigation of Passive Integrated Transponder (PIT) Tags and Readers", *Marine Turtle Newsletter*, 145, pp. 4-15, 2015.
- [27] Peeva Universal Pet Microchip Scanner: <https://peeva.co/universal-microchip-scanner>
- [28] HTRC110 Hitag RFID Reader Chip: <https://www.nxp.com/docs/en/data-sheet/037031.pdf>
- [29] MCRF250 125 kHz microID® Passive RFID Device with Anti-Collision:
<https://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/21267g.pdf>
- [30] Módulo RFID EM4095 de baja frecuencia de 125KHz
https://es.aliexpress.com/item/1005003611959399.html?spm=a2g0o.order_list.order_list_main.20.5b56194dPCXJj5&gatewayAdapt=glo2esp
- [31] Analizador Lógico Saleae Logic Pro 16: <https://eur.saleae.com/products/saleae-logic-pro-16>
- [32] Analog Devices LTC1569-6 Linear Phase, DC Accurate, Low Power, 10th Order Lowpass Filter: <https://www.analog.com/en/products/ltc1569-6.html>