

UNIVERSIDAD DE ALMERIA

ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA

Detección de metales mediante la emisión  
de pulsos de inducción electromagnética

Curso 2017/2018

Alumno/a:

Alberto Aparicio Ruiz

Director/es:

Jose Antonio Gázquez Parra  
Nuria Novas Castellano





# Agradecimientos

---

En primer lugar, he de agradecer a mis padres, por su apoyo incondicional, y por forzarme a tomar la decisión que me llevó a perseguir esta carrera. Sin la educación que he obtenido de ellos, que siguen de manera incansable liderando con el ejemplo, realizando imposibles con la apariencia de quien no está haciendo nada, no habría adquirido la disciplina que es necesaria para competir en este complejo mundo de la ingeniería.

A todos los profesores de la Universidad de Almería que han formado parte de este proceso, que me han hecho volver a valorar la importancia del trabajo, la constancia, y el placer de adquirir conocimientos y aprender a aplicarlos.

Agradecer en particular a Jose Antonio Gázquez Parra y Nuria Novas Castellano, tutores de este trabajo, por haberme exigido y retado continuamente desde el comienzo de los estudios, hasta el fin de este proyecto, y haberme guiado hasta finalizar éste con unos resultados más que satisfactorios. Además de los conocimientos académicos transmitidos, mostrando siempre una pasión particular por la electrónica, y por la ciencia en general.

A Manuel José Soler Ortiz, compañero de estudios, que ha estado ahí para ayudar sin levantarme una ceja ni hacer una mueca ante la infinidad de dudas e inquietudes planteadas durante el desarrollo de este trabajo.

A Rosa María García Salvador, profesora de electrónica, que ha estado ahí siempre que lo he necesitado.

Y, en definitiva, a todos los que han tenido algo que ver con que hoy esté donde estoy.



# Siglas y Acrónimos

---

$\vec{B}$	Campos magnéticos
$\vec{E}$	Campos eléctricos
a	Coefficiente de offset en ecuación de acondicionamiento.
ADC	Analog to digital converter
b	Coefficiente de ganancia en etapa de acondicionamiento.
BOB_S	Bobinas de 15 cm, 20 cm y 30 cm de diámetro
C	Magnitud de la capacitancia de un condensador.
C <sub>1</sub>	Condensador de carga para control de pulsos con NE555.
C <sub>10</sub> , C <sub>9</sub> , C <sub>8</sub> y C <sub>3</sub>	Condensadores finales que sustituyen a la variable C <sub>x</sub> .
C <sub>11</sub> , C <sub>12</sub>	Condensadores electrolíticos de estabilidad del regulador de tensión.
C <sub>4</sub> , R <sub>11</sub>	Condensador y resistencia en paralelo con MOSFET. Eliminadas.
CAD	Computer aided design, Computer Aided Design.
CW	Continuous wave
C <sub>x</sub>	Valor de condensador variable, que descarga en la bobina.
D <sub>1</sub> , D <sub>2</sub>	Diodos de control para circuito NE555.
dA	Elemento diferencial del vector de área perpendicular a la superficie
DIP	Dual Inline-Package.
d $\vec{l}$	Vector de longitud dl que va en la misma dirección que la trayectoria del campo a integrar
$\mathcal{E}$	Fuerza electromotriz autoinducida en la bobina.
E <sub>c</sub>	Energía almacenada en un condensador.
f	Frecuencia de la señal.
fem	Fuerza electromotriz
FET	Field effect transistor
Fo	Frecuencia de oscilación.
G	Ganancia.
GPIO	General Purpose Input Output pins
I/O	Input/Output
I <sub>c</sub>	Corriente de conducción
I <sub>c</sub> , I <sub>b</sub>	Corriente de carga y descarga de un condensador.
IDE	Integrated Development Environment

J <sub>1</sub> -J <sub>10</sub> .....	Conectores de 2-3 pines o interruptores.
L .....	Inductancia, Magnitud de la inductancia en una bobina.
Mosfet .....	Metal oxide semiconductor field effect transistor
N .....	Número de espiras en una bobina.
PCB.....	Printed circuit board, Printed Circuit Board.
<i>PSPICE</i> .....	Personal computer simulation program with integrated circuit emphasis
Q <sub>enc</sub> .....	Carga encerrada por la superficie en coulombios.
R <sub>10</sub> .....	Resistencia variable que controla la ganancia del amplificador.
R <sub>13</sub> , R <sub>14</sub> , R <sub>15</sub> .....	Resistencias de la etapa de acondicionamiento.
R <sub>18</sub> .....	Potenciómetro de ganancia de la fase de acondicionamiento.
R <sub>19</sub> .....	Potenciómetro de offset de acondicionamiento.
R <sub>20</sub> , R <sub>21</sub> .....	Resistencias de igual valor que conforman offset de acondicionamiento.
R <sub>5</sub> , R <sub>2</sub> .....	Resistencias de control de ancho de pulsos en NE555.
R <sub>6</sub> .....	Resistencia por la que descarga la energía a la bobina.
R <sub>7</sub> , R <sub>8</sub> .....	Resistencias limitadoras de corriente.
R <sub>g</sub> .....	Resistencia que controla la ganancia en un INA128.
R <sub>L</sub> , C <sub>L</sub> .....	Resistencia y capacitancia interna de una bobina real.
R <sub>paralelo</sub> .....	Resistencia en paralelo a la bobina, amortigua la señal.
RX.....	Bobina receptora
T .....	Periodo de una señal.
<i>TFG</i> .....	<i>Trabajo Fin de Grado</i>
TX .....	Bobina transmisora
UAL .....	Universidad de Almería
V <sub>1</sub> .....	Tensión de salida de generador de pulsos en simulación.
vc(t).....	Valor instantáneo de voltaje en el condensador de descarga.
V <sub>cc</sub> .....	Tensión de alimentación.
VCO .....	Voltage-controlled oscillator
V <sub>D</sub> .....	Tensión que cae en un diodo.
V <sub>DS</sub> .....	Voltaje entre el drenador y la fuente en un MOSFET
V <sub>F</sub> , V <sub>i</sub> .....	Tensión final e inicial en un ciclo de carga de un condensador.
V <sub>GS</sub> .....	Voltaje entre puerta y fuente de un MOSFET
V <sub>in</sub> <sup>+</sup> , V <sub>in</sub> <sup>-</sup> .....	Tensión de entrada al pin positivo/negativo de un amplificador.
V <sub>L</sub> (S) .....	Tensión de la bobina en el dominio de Laplace.
VLF .....	Very Low Frequency
V <sub>out</sub> , V <sub>in</sub> .....	Voltaje de salida y entrada respectivamente.
V <sub>REF</sub> .....	Valor de tensión de referencia que controla el offset.
V <sub>REFmax</sub> , V <sub>REFmin</sub> .....	Valores máximo y mínimo alcanzables por el offset de acondicionamiento.
V <sub>th</sub> .....	Tensión umbral
Z(S).....	Impedancia en el dominio de Laplace.
ζ.....	Coficiente de amortiguamiento.
μ <sub>0</sub> .....	Permeabilidad en el vacío.
μ <sub>r</sub> .....	Permeabilidad relativa.
ρ.....	Resistividad.
σ.....	Constante de tiempo de la señal., Conductividad.
Φ.....	Magnitud del flujo. Del subíndice depende que sea eléctrico o magnético.
ω <sub>n</sub> .....	Frecuencia natural del sistema.

# Índice general

---

<b>CAPÍTULO 1.- INTRODUCCIÓN</b>	<b>1</b>
1.1.- ELECTROMAGNETISMO	2
1.2.- INTERÉS DE LOS DETECTORES DE METALES	4
1.3.- ESTADO DE LA TÉCNICA	5
1.4.- ESTRUCTURA DE LA MEMORIA DEL TFG	12
<b>CAPÍTULO 2.- OBJETIVOS Y PLANIFICACIÓN</b>	<b>15</b>
2.1.- OBJETIVOS	15
2.2.- PLANIFICACIÓN	16
<b>CAPÍTULO 3.- MATERIALES Y MÉTODOS</b>	<b>19</b>
3.1.- MATERIALES	19
3.2.- MÉTODOS	29
<b>CAPÍTULO 4.- DISEÑO</b>	<b>39</b>
4.1.- DISEÑO CONCEPTUAL	39
4.2.- CÁLCULOS	42
4.3.- DISEÑO DEL PROTOTIPO	72
<b>CAPÍTULO 5.- ENSAYOS Y RESULTADOS</b>	<b>79</b>
5.1.- EL DETECTOR DE METALES	79
5.2.- ENSAYOS DE LABORATORIO	82
5.3.- RESULTADOS	106
5.4.- ORIENTACIÓN, GEOMETRÍA Y POSICIÓN ESPACIAL	111
5.5.- TABLA RESUMEN DE RESULTADOS	112
<b>CAPÍTULO 6.- CONCLUSIONES</b>	<b>113</b>
6.1.- FUTUROS TRABAJOS	114
<b>BIBLIOGRAFÍA</b>	<b>115</b>





# Índice de Figuras

---

Figura 1-1: Flujo eléctrico en superficie no esférica.....	2
Figura 1-2: Flujo magnético a través de superficie cerrada.....	2
Figura 1-3: Flujo magnético generado por una corriente.....	3
Figura 1-4: Motor de inducción sencillo.....	3
Figura 1-5: Corriente inducida en espira ante variaciones de campo magnético externo.....	3
Figura 1-6: Detectores en controles de seguridad [2].....	5
Figura 1-7: Detector de metales manual tipo, y cabezal con varias bobinas coaxiales y coplanarias [9].....	5
Figura 1-8: Diagrama de bloques simplificado de un detector por pulsos de inducción.....	6
Figura 1-9: Variaciones en la intensidad y constante de tiempo en la respuesta [10].....	7
Figura 1-10: Diagrama de detector de metales por batido de frecuencia.....	8
Figura 1-11: Diagrama bloques de Detector de metales por desfase ( <i>VLF</i> ) básico.....	9
Figura 1-12: Diagrama de bloques de detector de metales en desfase con tres bobinas estudiado en [3].....	9
Figura 1-13: Configuraciones básicas para el equilibrado de las bobinas en el cabezal [1].....	11
Figura 1-14: Bobina concéntrica con tercera bobina de compensación [12].....	11
Figura 1-15: Forma del campo generado por la bobina en doble-D [1].....	12
Figura 3-1: Estructura del MOSFET de acumulación.....	21
Figura 3-2: Curva funcionamiento, $V_{DS}$ frente a $I_D$ .....	21
Figura 3-3: Patillaje y esquemático del INA 128/129 [18].....	22
Figura 3-4: Vista superior del patillaje de TL082CP [19].....	23
Figura 3-5: Vista superior del patillaje de uA78L10ACL, encapsulado TO-92 [20].....	24
Figura 3-6: Elementos principales de la Raspberry Pi 3 Model B [21].....	25
Figura 3-7: Microcontrolador Arduino UNO.....	27
Figura 3-8: Placa oficial de Arduino Due, con microcontrolador SAM3X8E Cortex-M3 [25].....	28
Figura 3-9: Proceso de diseño de la estructura de la bobina.....	29
Figura 3-10: Carrete de hilo de cobre unifilar (izqda.), y bobina construida y terminada (dcha.).....	30
Figura 3-11: Captura de pantalla de PSPICE 9.2. Simulación de circuito de <i>offset</i> .....	30
Figura 3-12: OrCAD Capture versión 9.2.....	32
Figura 3-13: OrCAD Layout Plus versión 9.2. Ejemplo de diseño finalizado.....	33
Figura 3-14: Captura de pantalla del entorno de programación Arduino IDE.....	34
Figura 3-15: Insoladora casera que aprovecha la caja de una impresora.....	34
Figura 3-16: Atacado de placa (izqda.) y compuestos químicos utilizados en atacado y revelado (dcha.)...	36
Figura 3-17: izda. Placa después del atacado. Dcha. Placa después de eliminar el barniz.....	36

Figura 3-18: Proceso de soldado. De izqda. a dcha. Placa lista para soldar, soldado de componentes pequeños primero, y por último la placa terminada y etiquetada. ....	37
Figura 4-1: Concepto inicial de detector de metales por pulsos de inducción [14]. ....	40
Figura 4-2: Diseño conceptual del esquema electrónico. ....	41
Figura 4-3: Modos monoestable (izqda.) y estable (dcha.) [28]. ....	42
Figura 4-4: Temporizador modificado. Funcionamiento de ciclos de carga (izqda.) y descarga (dcha.). ....	44
Figura 4-5: Evolución de la corriente en la carga de un condensador. ....	45
Figura 4-6: Gráfica de la tensión instantánea $v_C(t)$ del condensador para ciclo estable del NE55N. ....	46
Figura 4-7: Circuito RC en fase de carga del condensador $C_x$ . ....	48
Figura 4-8: Oscilación de tensión y corriente en circuito LC. Análisis de corriente máxima. ....	49
Figura 4-9: Circuito cerrado L-C en el dominio de <i>Laplace</i> . ....	49
Figura 4-10: Modelo real de bobina sensor [30]. ....	52
Figura 4-11: Modelo <i>PSpice</i> para simular el comportamiento de la bobina real. ....	54
Figura 4-12: Ciclo de descarga de la energía del condensador. El cursor indica el valor de voltaje. ....	54
Figura 4-13: Salto de corriente en la bobina al cesar el pulso. Valores de tiempo y magnitud resaltados. ...	55
Figura 4-14: Pico de tensión causado en la bobina. Respuesta libre. ....	55
Figura 4-15: Análisis de impedancia en laboratorio de la bobina construida. ....	56
Figura 4-16: Análisis en frecuencia de impedancia compleja de la bobina. Magnitud y fase. ....	56
Figura 4-17: Respuesta en frecuencia de Bobina 225S con 50 K $\Omega$ en paralelo. ....	57
Figura 4-18: Respuesta en frecuencia de Bobina 225S con 100 K $\Omega$ en paralelo. ....	57
Figura 4-19: Respuesta en frecuencia de Bobina 225S con 50 K $\Omega$ y 100 pF en paralelo. ....	58
Figura 4-20: Respuesta en frecuencia de Bobina 225S con 50 K $\Omega$ y 1 nF en paralelo. ....	58
Figura 4-21: Modelo simulador de bobina con valores reales. ....	59
Figura 4-22: Simulación en <i>PSpice 9.2</i> de la respuesta temporal con R de 50k y C de 100pF. ....	59
Figura 4-23: Simulación en <i>PSpice 9.2</i> de la respuesta temporal con R de 50k y C de 1nF. ....	60
Figura 4-24: Simulación de pulso y salida de amplificación. Bobina de 34.78 mH. ....	61
Figura 4-25: Simulación de pulso y salida de amplificación. Bobina de 100 mH. ....	61
Figura 4-26: Amplificador inversor con varias entradas conectadas. ....	64
Figura 4-27: Divisor resistivo de rango unipolar entre +V <sub>cc</sub> y tierra. ....	65
Figura 4-28: Funciones principales del programa. Inicio, configuración y bucle principal. ....	67
Figura 4-29: Funciones de interrupción accionadas al presionar el botón modo (izqda.) o pulso (dcha.) ....	67
Figura 4-30: Funciones de interrupción asociadas a frecuencia de pulso (izqda.) y al ADC (dcha.). ....	68
Figura 4-31: Interrupciones para actualización de variables (izqda.) y frecuencia de tono (dcha.). ....	68
Figura 4-32: Esquema en Orcad Capture del circuito temporizador (izqda.) y su interruptor (dcha.). ....	72
Figura 4-33: Esquema con circuito de descarga RC, puerta MOSFET, entrada de bobina y amplificador. ....	73
Figura 4-34: Esquema de la etapa de acondicionamiento. ....	73
Figura 4-35: Regulador de tensión UA78L10AC (izqda.) y alimentación a $\pm V_{CC}$ (dcha.). ....	74
Figura 4-36: Esquemático de botonera y piezoeléctrico. ....	74
Figura 4-37: Esquema de prototipo de detector de metales por pulsos, con conexiones a Arduino. ....	75
Figura 4-38: Diseño físico ( <i>Layout</i> ) de placa con botonera y elemento piezoeléctrico. ....	76
Figura 4-39: Diseño físico de placa para detección de metales hecho con <i>Orcad Layout</i> . ....	77
Figura 5-1: Placa principal. ....	80
Figura 5-2: Placa principal lista para realizar ensayos. Partes superior e inferior. ....	80
Figura 5-3: Placa con botonera y cápsula generadora de sonido. Partes superior e inferior. ....	80
Figura 5-4: Prototipo montado (izqda.) sobre plancha perforada de metacrilato (dcha.). ....	81
Figura 5-5: Conjunto de bobinas construidas. De izqda. a dcha. Bobinas de 15 cm, de 20 cm y de 30 cm. ...	81
Figura 5-6: Detector de metales por pulsos. Dispositivo construido, en uso, y su palo de agarre. ....	82
Figura 5-7: Señal de salida del dispositivo midiendo el vacío. Bobina de 30 cm. Función de primer orden. ....	83
Figura 5-8: Entrenador digital utilizado como fuente de alimentación y de resistencias variables. ....	84
Figura 5-9: Variación de R <sub>6</sub> entre 1 K $\Omega$ (superior) hasta valor cercano a 0 $\Omega$ (inferior). ....	84

Figura 5-10: Efectos negativos de una $R_6$ demasiado baja. La respuesta libre pierde su forma. ....	85
Figura 5-11: Valor recomendado de $R_6$ . ....	85
Figura 5-12: Amortiguación en la bobina de 30 cm. R de 10 K $\Omega$ (izqda.), y de 3.6 K $\Omega$ (dcha.). ....	86
Figura 5-13: Exceso de amortiguación de respuesta de la bobina. ....	86
Figura 5-14: Ganancia de amplificación. 50 V/V (izda.) y 5500 V/V (dcha.). ....	87
Figura 5-15: Ganancia óptima. 2000 V/V. ....	87
Figura 5-16: Rango de valores entre los que varía la ganancia del acondicionamiento. ....	88
Figura 5-17: Modificación del <i>offset</i> en la etapa de acondicionamiento. Límites inferior y superior. ....	88
Figura 5-18: Rectificación mediante diodo de pequeña señal para aumentar margen dinámico. ....	89
Figura 5-19: Valor negativo real fruto de la polarización inversa del diodo. ....	89
Figura 5-20: Muestras utilizadas en los ensayos de detección de metales. ....	90
Figura 5-21: Regla de medida y soporte para muestras. ....	90
Figura 5-22: Medida en el vacío con bobina BOB_S. ....	91
Figura 5-23: Candado de metal a 5 cm del cabezal BOB_S. ....	91
Figura 5-24: Candado de metal a 0 cm de BOB_S. ....	92
Figura 5-25: Medida en el vacío con BOB_M. ....	92
Figura 5-26: Medida de candado a 10 cm de BOB_M. ....	93
Figura 5-27: Medida de candado a 5 cm de BOB_M. ....	93
Figura 5-28: Medida de candado a 0 cm de BOB_M. ....	93
Figura 5-29: Medida en el vacío con BOB_L. ....	94
Figura 5-30: Medida de candado a 15 cm de BOB_L. ....	94
Figura 5-31: Medida de candado a 10 cm de BOB_L. ....	94
Figura 5-32: Medida de candado a 5 cm de BOB_L. ....	95
Figura 5-33: Medida de candado a 0 cm de BOB_L. ....	95
Figura 5-34: Medida de tuerca de acero a 10 cm de BOB_S. ....	96
Figura 5-35: Medida de tuerca de acero a 5 cm de BOB_S. ....	96
Figura 5-36: Medida de tuerca de acero a 0 cm de BOB_S. ....	97
Figura 5-37: Medida de tuerca de acero a 15 cm de BOB_M. ....	97
Figura 5-38: Medida de tuerca de acero a 10 cm de BOB_M. ....	97
Figura 5-39: Medida de tuerca de acero a 5 cm de BOB_M. ....	98
Figura 5-40: Medida de tuerca de acero a 0 cm de BOB_M. ....	98
Figura 5-41: Medida de tuerca de acero a 25 cm de BOB_L. ....	99
Figura 5-42: Medida de tuerca de acero a 20 cm de BOB_L. ....	99
Figura 5-43: Medida de tuerca de acero a 15 cm de BOB_L. ....	99
Figura 5-44: Medida de tuerca de acero a 10 cm de BOB_L. ....	100
Figura 5-45: Medida de tuerca de acero a 5 cm de BOB_L. ....	100
Figura 5-46: Medida de tuerca de acero a 0 cm de BOB_L. ....	100
Figura 5-47: Medida de tuerca de bronce a 5 cm de BOB_S. ....	101
Figura 5-48: Medida de tuerca de acero a 5 cm de BOB_S. ....	101
Figura 5-49: Medida de tuerca de bronce a 5 cm de BOB_M. ....	102
Figura 5-50: Medida de tuerca de acero a 5 cm de BOB_M. ....	102
Figura 5-51: Medida de tuerca de bronce a 5 cm de BOB_L. ....	103
Figura 5-52: Medida de tuerca de acero a 5 cm de BOB_L. ....	103
Figura 5-53: Medida de tuerca de bronce a 0 cm de BOB_L. ....	103
Figura 5-54: Medida de tuerca de acero a 0 cm de BOB_L. ....	104
Figura 5-55: Ensayo con pletina perpendicular (izqda.) y paralela (dcha.) a BOB_L, a 10 cm. ....	104
Figura 5-56: Ensayo con pletina perpendicular (izqda.) y paralela (dcha.) a BOB_L, a 0 cm. ....	105
Figura 5-57: Ensayo con pletina perpendicular a la bobina en distintas zonas de esta. ....	105
Figura 5-58: Ensayo con pletina paralela a la bobina en distintas zonas de esta. ....	105

Figura 5-59: Moneda de 1€ a 5 cm (izqda.) y a 0 cm (dcha.) de BOB_S en paralelo a su superficie. ....	106
Figura 5-60: Moneda de 1€ a 5 cm (izqda.) y a 0 cm (dcha.) de BOB_M en paralelo a su superficie. ....	106
Figura 5-61: Análisis de sensibilidad. Tiempo ( $\mu$ s) frente a distancia (cm). ....	107
Figura 5-62: Análisis de profundidad. Tiempo ( $\mu$ s) frente a distancia (cm). ....	109
Figura 5-63: Análisis de profundidad. Tiempo ( $\mu$ s) frente a distancia (cm). ....	109
Figura 5-64: Análisis de detección de 1€ con BOB_M y BOB_S. Tiempo ( $\mu$ s) frente a distancia (cm). ....	110
Figura 5-65: Análisis de discriminación. Tiempo ( $\mu$ s) frente a distancia (cm). ....	111
Figura 5-66: Análisis de discriminación. Tiempo ( $\mu$ s) frente a distancia (cm). ....	111

# Índice de Tablas

---

Tabla 2-1: Cronograma de planificación del TFG.....	17
Tabla 4-1: Valores de resistencias a usar en NE555N en función de los tiempos de pulso.....	46
Tabla 4-2: Acondicionamiento de señal. Conversión de voltajes.....	63
Tabla 4-3: Valores posibles de resistencias de control de <i>offset</i> en etapa de acondicionamiento.....	66
Tabla 4-4: Secuencia de programación de sistema de micro-control.....	69
Tabla 5-1: Configuración del dispositivo para cada bobina.....	90
Tabla 5-2: Tiempo que tarda la señal en decaer al salir de la saturación para las distintas bobinas.....	107
Tabla 5-3: Aumento de tiempo de la señal ante objetos de metal pequeños.....	107
Tabla 5-4: Aumento de tiempo de la señal ante objetos de metal grandes.....	108
Tabla 5-5: Aumento de tiempo de la señal ante 1€. ....	110
Tabla 5-6: Tabla resumen de los resultados obtenidos.....	112



# Resumen

---

Desde que los efectos magnéticos y electrostáticos fueron descubiertos, el ser humano ha experimentado con ambos fenómenos hasta alcanzar el nivel de conocimientos del que hoy disfruta. Como consecuencia, es posible manipular las leyes del electromagnetismo para crear infinidad de dispositivos electrónicos útiles, como el que se pretende desarrollar en este proyecto.

Este Trabajo Fin de Grado consiste en el desarrollo de un detector de metales, mediante el envío de pulsos de inducción electromagnética ricos en frecuencias. Partiendo de un diseño básico conceptual, se exploran y explotan los conocimientos teóricos y técnicos necesarios para el desarrollo del sensor. Se exponen de forma detallada los procedimientos y cálculos utilizados para tal fin, y los motivos detrás de cada una de las decisiones. El trabajo finaliza con una serie de conclusiones fruto de la investigación que ha sido necesaria para averiguar el funcionamiento de esta tecnología, y que abre la puerta al apasionante mundo de la experimentación electrónica.





# Abstract

---

Since electrostatic and magnetic effects were found, mankind has been experimenting with both phenomena, developing its knowledge of it up to the levels that it enjoys today. Because of it, it is possible to manipulate the laws of electromagnetism to create countless of useful electronic devices, such as the one which is built in this Project.

This final dissertation consists in the elaboration of a pulse induction metal detector, that sends pulses rich in frequencies. Starting from a basic conceptual design, the theoretical and technical knowledge necessary for the development of this sensor is explored. The procedures and calculations used for this purpose are detailed, along with the reasons behind each of the decisions taken in its construction. The study ends with a series of observations that are a direct result of the research that has been carried out to determine how this technology works, which provides a gateway into the exciting world of electronic testing.



# Capítulo 1.- Introducción

---

*En este capítulo se pretende informar de los motivos y del interés que han fomentado el desarrollo de este TFG (Trabajo Fin de Grado), incluyendo en la explicación las bases y conceptos técnicos aplicados más importantes.*

Aunque sin saber bien de qué se trataba, los griegos ya experimentaban en la antigüedad con fenómenos electrostáticos, al frotar lana contra ámbar y darse cuenta de que éste atraía a otros objetos. De ahí, que la palabra «eléctrico» derive del vocablo griego **elektron**, que significa ámbar. En cuanto al magnetismo, algunos de los primeros fenómenos constatados datan de hace alrededor de 2500 años en Turquía, cuando en la antigua ciudad de Magnesia (hoy Manisa), se encontraron fragmentos de hierro magnetizado, que ahora son denominados imanes permanentes. Se descubrió que, si se suspendía una varilla de hierro magnetizada de un hilo sujeta por el centro, o se dejaba flotar en el agua, ésta se alinearía con el campo magnético terrestre —su dirección norte-sur coincide prácticamente con el norte-sur magnético, salvo por una pequeña desviación, hoy conocida y medible y llamada *declinación o variación magnética*—.

Hoy en día, y gracias a grandes científicos de la época revolucionaria de la ciencia entre finales del siglo XVIII y principios del XX, tales como Lenz, Michael Faraday, Joseph Henry, André Ampère, Georg Simon Ohm, Carl Friedrich Gauss —muchos de los cuales dan nombre a unidades físicas relacionadas con propiedades/relaciones electromagnéticas—y, por último, aquel que unificó mediante la investigación y experimentación, las cuatro leyes que rigen y resumen los fenómenos relacionados con el electromagnetismo, llamadas leyes de Maxwell en honor a su creador, James Clerk Maxwell, es que tenemos las herramientas necesarias para someter a las cargas eléctricas a nuestra voluntad, bajo objetivos tan específicos como son el tema tratado por este TFG, detectar metales.

Y es que, para el desarrollo de este documento técnico, el conocer las leyes que rigen el electromagnetismo es fundamental, al ser los detectores de metales basados en las corrientes de

Foucault o de Eddy —corrientes parásitas inducidas en los metales por la existencia de campos magnéticos variables en sus proximidades— de los más populares, debido a su bajo precio, sencillez y efectividad [1].

El departamento de ingeniería de la UAL (Universidad de Almería) y, dentro del mismo, los profesores implicados en la rama electrónica tienen publicadas múltiples propuestas de detectores de metales, con circuitos y procesos muy dispares cada uno, para que sirvan de TFG a los alumnos, siendo la principal intención el estudio de este tipo de tecnología. Aunque es posible que todos en nuestro fuero interno inmediatamente relacionemos con gente paseando por nuestras playas, intentando recoger las joyas que se le caen a británicos y alemanes de vacaciones, tiene un alto valor para la sociedad. Además de dicho estudio, uno de los objetivos consiste en realizar una comparativa entre los distintos trabajos una vez finalizados —en cuanto a eficiencia, facilidad en la tecnología y su construcción, coste económico, profundidad y tamaño de las muestras detectadas, posibilidad de mejora del circuito post-construido, y demás parámetros oportunos—. Lo cual, en sí, puede constituir otro trabajo fin de grado o publicación académica.

## 1.1.- Electromagnetismo

Al comenzar a estudiar los fenómenos electrostáticos producidos por las interacciones entre cargas eléctricas, definiendo las propiedades de los  $\vec{E}$  (campos eléctricos), y pasar al estudio de las cargas en movimiento, los científicos de la época llegaron a experimentar con el magnetismo (Figura 1-1 y Figura 1-2). Y es que, cargas eléctricas en movimiento (corriente) generan un campo magnético en las cercanías de las mismas (Figura 1-3 y Figura 1-4) —la magnitud del  $\vec{B}$  (campo magnético), al igual que el campo eléctrico  $\vec{E}$ , disminuye con el cuadrado de la distancia a la carga que lo ha originado—. Todo esto, con el tiempo, desembocó en una serie de leyes y ecuaciones que definen el comportamiento de los  $\vec{E}$  y los  $\vec{B}$  y, finalmente, en la síntesis de todas ellas por Maxwell para exponerlas como las leyes del electromagnetismo [2], tal como figura en las siguientes ecuaciones:

$$\oint \vec{E} \cdot d\vec{A} = \frac{Q_{enc}}{\epsilon_0}$$

(1-1) (ley de Gauss para campos  $\vec{E}$ ).

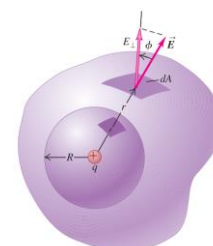


Figura 1-1: Flujo eléctrico en superficie no esférica.

$$\oint \vec{B} \cdot d\vec{A} = 0$$

(1-2) (ley de Gauss para campos  $\vec{B}$ ).

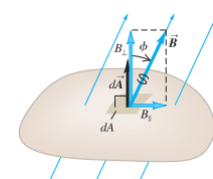


Figura 1-2: Flujo magnético a través de superficie cerrada.

$$\oint \vec{B} \cdot d\vec{l} = \mu_0 \left( i_c + \epsilon_0 \frac{d\Phi_E}{dt} \right)_{enc}$$

(1-3) (ley de Ampère que incluye la corriente de desplazamiento).

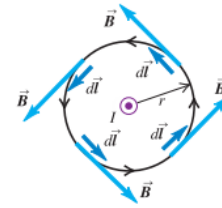


Figura 1-3: Flujo magnético generado por una corriente.

$$\oint \vec{E} \cdot d\vec{l} = -N \frac{d\Phi_B}{dt}$$

(1-4) (ley de Faraday).

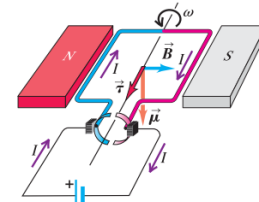


Figura 1-4: Motor de inducción sencillo.

Donde  $d\vec{A}$  es el elemento diferencial del vector de área perpendicular al área;  $Q_{enc}$  representa la carga encerrada por la superficie en culombios;  $\epsilon_0$  es la permitividad en el vacío;  $\mu_0$  es la permeabilidad en el espacio libre;  $d\vec{l}$  es un vector con longitud  $dl$  que va en la misma dirección que la trayectoria del campo a integrar;  $i_c$  es la corriente de conducción;  $\Phi$  representa el flujo, ya sea eléctrico o magnético y  $N$  indica el número de espiras.

Es, sin embargo, la última ley de Lenz-Faraday, la que realmente constituye la base de los detectores de metales más extendidos y baratos. Curiosamente, es de las primeras leyes físicas que un futuro ingeniero ve en la UAL; concretamente, en el primer contacto con las normas que marcan las bases de cualquier cálculo relacionado con la electrónica o la electricidad, en la asignatura Teoría de Circuitos y Máquinas Eléctricas. Aun así, no es hasta mucho después, que uno llega a comprender en mediana profundidad la implicación de tal ley; precisamente en el caso del autor de este proyecto —que ha tocado menos los fenómenos y leyes magnéticas—, dichos conceptos han sido interiorizados gracias al estudio y repaso de la física relacionada con campos eléctricos y magnéticos al que se ha visto forzado en el desarrollo de este trabajo. La ley establece que, en una espira cerrada, se genera (induce) una fem (fuerza electromotriz) provocada por una variación en el campo magnético, y que dicha fuerza tiende a oponerse al cambio que la originó.

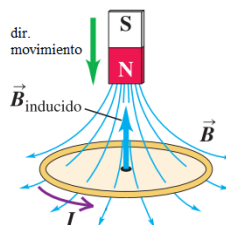


Figura 1-5: Corriente inducida en espira ante variaciones de campo magnético externo.

Este principio tiene una serie de implicaciones para el trabajo en curso, que se detallarán en capítulos posteriores y que condicionan el diseño del detector. Y es que, si se consigue generar

un campo magnético variable como el de la **Figura 1-5** —existen muy distintas técnicas para hacerlo; en este trabajo en concreto, se aplican pulsos de corriente—, éste forzará la inducción de fem y de corrientes de Foucault en la muestra de metal a detectar, la cual, a su vez, debido a la ley de Ampère, creará un campo magnético que afectará al campo magnético emitido; dicho cambio es lo que disparará la «alarma» del detector, dando un positivo en la detección de metales —tal campo magnético inducido en el metal, si es variable, además de provocar variaciones en el campo magnético emisor, inducirá una fem en una espira cerrada (otro motivo más para utilizar bobinas), que también será captada por el hardware receptor—.

## 1.2.- Interés de los Detectores de Metales

Los detectores de metales desempeñan un papel muy importante en la sociedad actual. Como ya se ha comentado, no sólo se utilizan para buscar tesoros y sacar provecho personal de las capturas, sino que se requiere su presencia en múltiples y variados escenarios, que van desde militares, pasando por científico-médicos, hasta industriales.

### Industria

Han sido ampliamente utilizados en la **industria alimentaria** a la hora de detectar partículas metálicas en los alimentos procesados [3]; estos alimentos son colocados en cintas transportadoras para su análisis. Por este motivo, la configuración más popular es la utilización de varias bobinas receptoras a los laterales y la emisora en el centro, de forma que el producto pase automáticamente a su través siendo transportado por la cinta, facilitando la detección y la localización de la muestra contaminada.

### Medicina

En el campo de la **medicina**, los detectores de metales basados en bobinas de inducción son bastante populares, siendo comparada su eficiencia con las radiografías planas [4]. Incluso en los estudios en los que se analizan detectores disponibles en el mercado éstos demuestran una eficiencia y porcentaje de detección en muchos casos de hasta el 100% [5]. Como consecuencia, se abaratan costes, ya que no se utilizan otros métodos que, aunque también son fiables, son más caros. Además, se evitan así el proceso de construir un detector de uso específico.

### Ayuda Humanitaria

Las guerras —y, en general, tiempos de crisis y de necesidad de cualquier índole— suelen incentivar la inventiva humana y, en consecuencia, el desarrollo de nuevas y mejores tecnologías, tanto para quitar, como para salvar vidas. En especial el caso de las dos guerras mundiales, debido a la gran cantidad de minas antitanque y antipersonas enterradas, supuso un gran impacto en la mejora de los detectores de metales [1]. Se estima que, sumando los diferentes conflictos bélicos en todo el mundo, existen cerca de setenta billones de minas antipersona enterradas en setenta países. Las estadísticas también dicen que provocan la muerte o lisan a 26 mil personas cada año, de las cuales la mitad son civiles, casi todos niños menores de dieciséis años. En este contexto y,

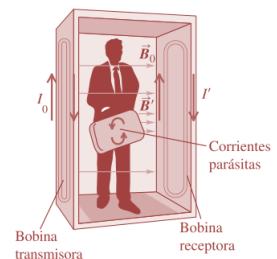
teniendo en cuenta la naturaleza de dichas minas, las cuales son detonadas mediante presión (pisando sobre ellas) o tropezando con un cable, los detectores de metales portables basados en las corrientes de Foucault, son los dispositivos más utilizados en la detección y eliminación de minas con objetivos humanitarios [6] y [7]. Esto se debe a que este sistema utiliza sensores de inducción, eliminando la necesidad de hacer contacto con la muestra a detectar. Su mayor problema, sin embargo, son los falsos positivos (hasta mil falsos positivos por mina detectada).

## Arqueología y saqueo

«El primer uso documentado de un detector de metales por parte de un arqueólogo data del 1958; se trata del historiador militar Don Rickey, que hizo uso de un detector de metales para encontrar las líneas de fuego en la batalla de ‘Little Big Horn’» [1]. El desarrollo de la arqueología ha atraído el interés de los buscadores de tesoros, de monedas, saqueadores, etc., fomentando el desarrollo de los detectores de metales comerciales.

## Seguridad

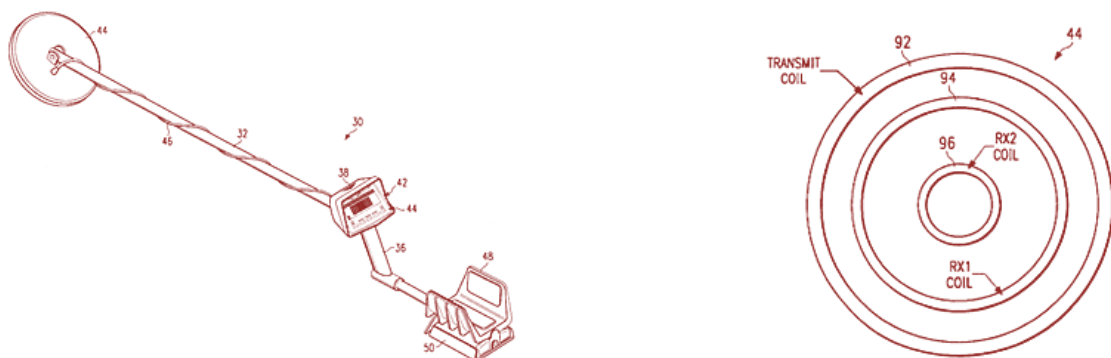
En cuanto a los usos en el ámbito de la seguridad, es innegable el uso extendido de los detectores de metales, puesto que la mayoría lo ha sufrido en algún momento de su vida —ya sea el control de seguridad de equipaje en los aeropuertos, los controles en muchos edificios institucionales, en la entrada a museos, conciertos etc.— La **Figura 1-6.** presenta el modelo más típico en los controles de seguridad, de paso a través. También son empleados detectores manuales [1], [2].



**Figura 1-6: Detectores en controles de seguridad [2].**

## 1.3.- Estado de la técnica

Aunque ya mencionado, los llamados «detectores de metales» son básicamente dispositivos de inducción electromagnética [8] y, como tales, basan su funcionamiento en las conocidas corrientes de Foucault. Un modelo comercial típico puede verse en la **Figura 1-7.**, de una patente:



**Figura 1-7: Detector de metales manual tipo, y cabezal con varias bobinas coaxiales y coplanarias [9].**

Estos sistemas de inducción a baja frecuencia se componen generalmente de un cabezal, con una o varias bobinas en su interior, por las que discurre una corriente que varía en el tiempo.

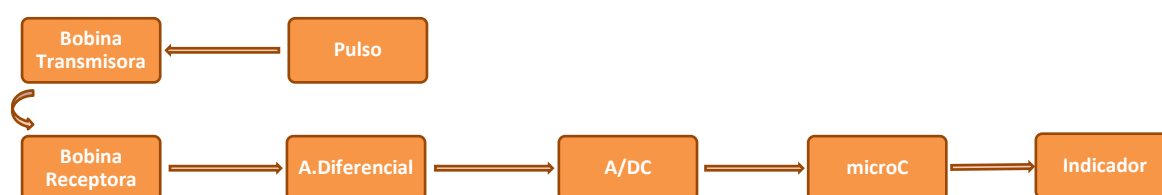
Dicha corriente genera, a su vez, un campo magnético variable que se propaga <<principalmente>> en la dirección del eje central de la bobina transmisora; campo que se puede denominar primario [8]. Este campo variable, como consecuencia directa de la ley de Faraday-Lenz, fuerza la creación de un campo magnético secundario en cualquier cuerpo metálico lo suficientemente cerca de la influencia del campo primario. La diferencia entre ambos campos es lo que se intenta recoger mediante el hardware del detector.

El campo secundario depende principalmente de las propiedades físico-geométricas del objeto a detectar, esto es, entre otras cosas, el tamaño, orientación, forma y distancia a la bobina, junto a su permeabilidad magnética; también, de la influencia de la señal interferente del suelo, en caso de tratarse de un terreno mineralizado. Dentro de las propiedades físicas, de la más importante es si constituye o no un metal ferromagnético.

Aunque algunos autores, como [10], clasifican los sistemas de acuerdo con la forma de la señal utilizada para generar el campo magnético primario, entre sistemas de pulsos de inducción, y sistemas de CW (continuous wave), lo general es encontrarlos clasificados dependiendo de si trabajan en el dominio del tiempo o en el de la frecuencia.

## Detectores de metales en el dominio del tiempo

Principalmente engloban a los detectores por pulsos electromagnéticos. La bobina transmisora se alimenta mediante pulsos de corriente ricos en frecuencias que excitan el campo magnético (se muestra un diagrama de bloques de la composición básica de este tipo de detector en la **Figura 1-8**). La corriente en la bobina, cesado el pulso, decae rápidamente a cero, provocando un pico de fuerza contra-electromotriz (fem) que induce corrientes en metales cercanos. El metal posteriormente reacciona al impulso emitiendo señales en función del tipo, forma y tamaño del objeto en cuestión, que son inducidas en la bobina receptora [11]. En el vacío, esta fem decae rápidamente; sin embargo, en presencia de metales, se aumenta la constante de tiempo, produciendo una curva de voltaje más lenta a la lectura en el vacío.



**Figura 1-8: Diagrama de bloques simplificado de un detector por pulsos de inducción.**

Es esta diferencia en la constante de tiempo de la señal de voltaje recibida por la bobina, que aparece en la **Figura 1-9**, la que se mide y amplifica (el campo magnético secundario es muy leve, y es necesaria la amplificación). Posteriormente se utiliza para generar una señal sonora directamente, o se pasa a un microcontrolador para su análisis.

El hecho de generar la señal emisora mediante **pulsos de corriente** no es fortuito. Uno de los problemas que evita es el de lidiar con la señal que se induce en las bobinas receptoras proveniente del campo primario emitido por la bobina transmisora; se habla a veces de que, al cesar el pulso la bobina se pone a la <<escucha>>. Dicho de otra forma, <<es como intentar escuchar un



susurro en medio de un concierto de rock» [12], puesto que el campo magnético primario es mucho más potente que aquel que se pretende detectar, el secundario, generado por las corrientes de Foucault inducidas en el objeto metálico. No sólo eso, sino que, además, se disminuye en mucho la influencia de la posible respuesta del suelo al campo primario, en caso de estar éste mineralizado. Es por esto por lo que los detectores por pulsos son preferentes en su uso en este tipo de terrenos [13].

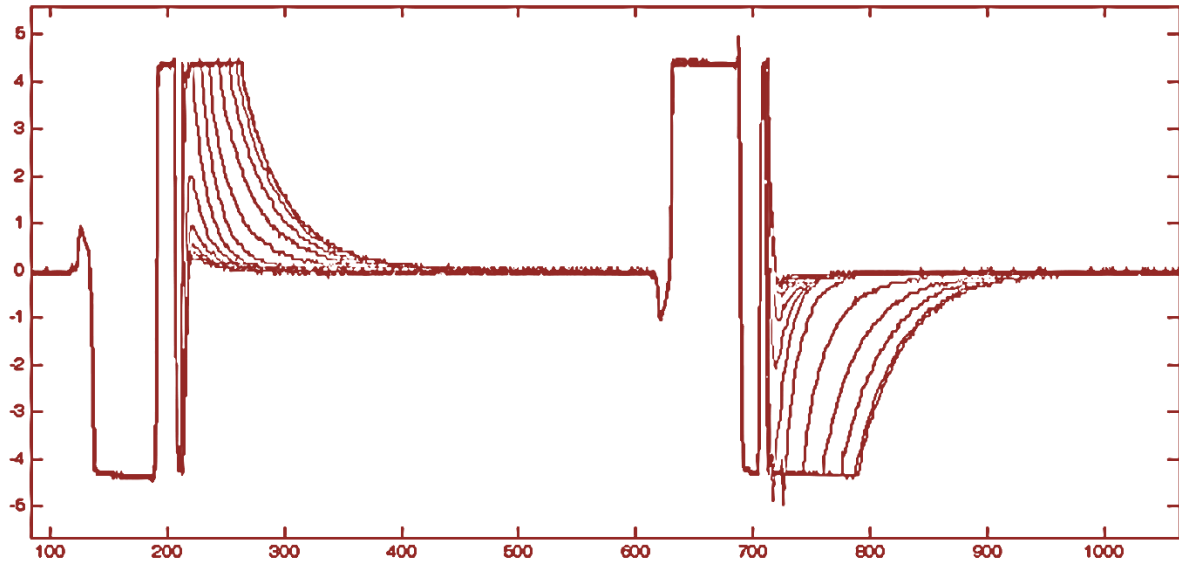


Figura 1-9: Variaciones en la intensidad y constante de tiempo en la respuesta [10].

Otras de las ventajas del sistema de pulsos son: la posibilidad de utilizar una sola bobina, que actuaría a la vez como transmisora (TX) y receptora (RX); la simpleza en la circuitería y su posible menor consumo debido al bajo ciclo de trabajo [10], [1].

## Detectores de metales en el dominio de la frecuencia

Suelen utilizar o bien una única bobina, al igual que los detectores por pulsos, o bien distintas bobinas de TX y RX y que, normalmente, al menos en los diseños más básicos, operan a una frecuencia de onda determinada, que oscila entre 1 KHz – 120 KHz [1]. En este caso, en lugar de la diferencia en la constante de tiempo de la señal de voltaje recibida, lo que se suele observar son cambios en la amplitud y la fase provocados por la influencia del campo secundario.

A la hora de escoger la frecuencia óptima de la onda continua que va a recorrer la bobina emisora, hay que tener en cuenta los límites físicos impuestos por las bobinas y el entorno. Por un lado, el límite bajo lo fuerzan las propias bobinas receptoras y su respuesta natural a la excitación externa del campo magnético, que ocurre a una frecuencia determinada y, que depende de su construcción física. Por otro lado, el límite superior viene marcado por la profundidad de penetración en el terreno, magnitud obtenida por medio de la siguiente ecuación:

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu_0\mu_r}} = \sqrt{\frac{1}{\pi f\mu_0\mu_r\sigma}} \quad (1-5)$$

Donde  $\rho$  es la resistividad,  $\omega$  es la frecuencia angular,  $\mu_0$  es la permeabilidad en el vacío,  $\mu_r$  es la permeabilidad relativa,  $\sigma$  representa la conductividad y  $f$  es la frecuencia [1].

Según la ecuación (1-5), la frecuencia es inversamente proporcional a la profundidad de penetración del campo magnético en el suelo, lo cual implica la búsqueda de una frecuencia superior óptima ya que, a mayor frecuencia, más variación  $\frac{d\phi}{dt}$  del campo magnético, y mayor energía y fem se induce en los metales colindantes. Esto ha llevado a algunos fabricantes a optar por sistemas que permiten el funcionamiento a distintas frecuencias [1].

### *Detector de batido de frecuencia*

Están basados en un sistema muy sencillo y casi obsoleto, que consiste en el cambio de impedancia de una bobina, el cual forma parte de un circuito resonante oscilador, ante la influencia de metales. Como consecuencia, la frecuencia de funcionamiento del sistema varía, dando un positivo en la detección de metales [1].

El sistema se resume en la **Figura 1-10**. Funciona generalmente con una única bobina, incluida en un circuito resonante LC, como un tipo Seiler, cuya frecuencia de oscilación viene dada por la siguiente ecuación:

$$F_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1-6)$$

Donde L es la magnitud de la inductancia de la bobina, y C es el valor de la capacitancia. Las frecuencias óptimas de detección por este método se encuentran entre 50 KHz y 200 KHz, que no son audibles. Como consecuencia, y con el objetivo añadido de aumentar la sensibilidad, se recurre a multiplicar la señal del oscilador con otro oscilador fijo a cristal, que difiera con el primero en 500 Hz. Así, y después del filtro paso bajo que elimina la frecuencia suma, al amplificador le llega una señal audible producto únicamente de la diferencia de frecuencias, que hará variar el sonido en presencia de cuerpos de naturaleza metálica —disminuirá la frecuencia de la señal ante metales ferromagnéticos, mientras que  $F_o$  aumentará si son no ferromagnéticos [14].

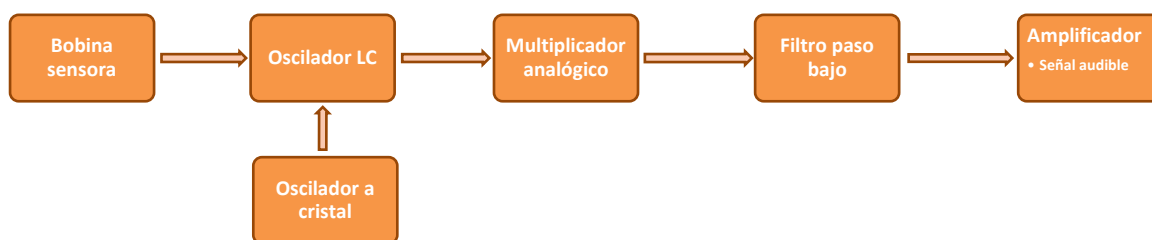


Figura 1-10: Diagrama de detector de metales por batido de frecuencia.

### *Detector de metales por desfase*

Normalmente descritos mediante las siglas en inglés VLF → *Very Low Frequency*, debido a que su frecuencia de funcionamiento se encuentra entre 1-50 KHz. Se componen como mínimo de una bobina TX y una RX colocadas de forma concéntrica una con otra o coaxial en distinto plano. Todas funcionan a la misma frecuencia y se conectan únicamente por inductancia mutua —de ahí la importancia y delicadeza de su construcción, puesto que determina la sensibilidad en la detección en gran medida, por el equilibrio entre ambas bobinas—. En ausencia de metales, la bobina RX capta la señal de TX por inductancia mutua y es por eso por lo que operan a la misma

frecuencia, sin embargo, con un cambio sustancial en su amplitud (por eso se pasa por un amplificador antes de multiplicar ambas señales) y su fase. Este sistema sigue el mismo procedimiento que el de batido de frecuencias, y se detalla en el diagrama de la **Figura 1-11**, con la diferencia de obtener una señal no audible a la salida del amplificador, lo que hace necesario el uso de un VCO (*Voltage-controlled oscillator*) que produzca una señal a una frecuencia audible. Además, este sistema también permite discriminar entre materiales ferrosos y no ferrosos [14].

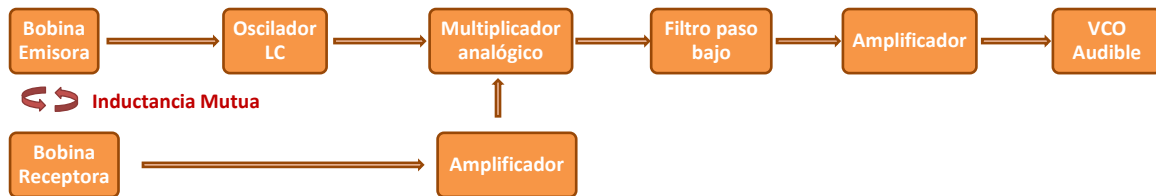


Figura 1-11: Diagrama bloques de Detector de metales por desfase (VLF) básico.

En la industria alimentaria, debido a la estructura de las cintas de transporte de alimentos, es muy común la disposición de la bobina TX en el centro y dos bobinas RX en los laterales, de tal forma que, al pasar un alimento con partículas metálicas a través de TX, se altera la señal transmitida, afectando a la señal captada por las RX en su magnitud y su fase. Estas bobinas RX están correctamente equilibradas y colocadas en oposición para cancelar sus campos magnéticos y, de acuerdo con la **Figura 1-12**, se conectan a un amplificador diferencial, que sólo capta diferencias entre ambas al pasar un objeto metálico a distinta distancia de cada una de las bobinas, [3], [15]. El sistema de la **Figura 1-12** coloca un amplificador “Lock-in” a la salida del amplificador diferencial que capta las señales de las bobinas RX, permitiendo obtener un fasor, diferenciando su amplitud y fase, de manera similar a una de las propuestas de TFG del departamento de tecnología de la UAL en [14], que propone un detector en cuadratura para conseguir el mismo resultado.

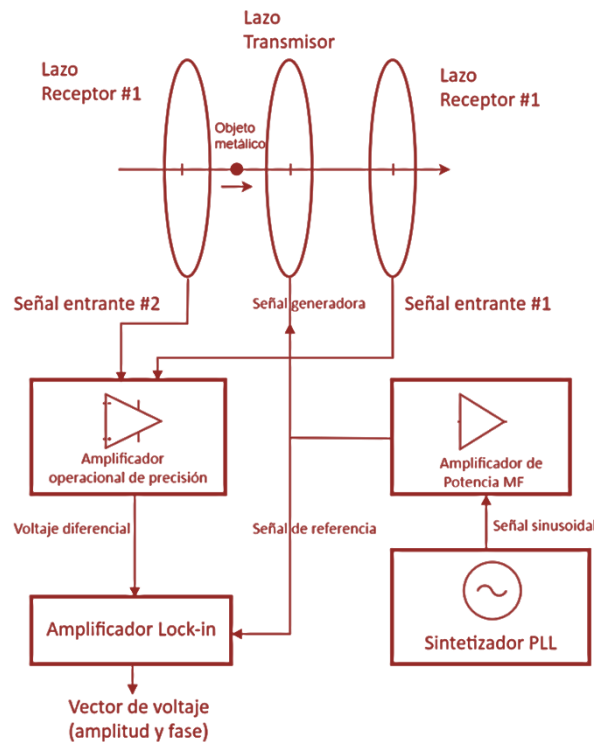


Figura 1-12: Diagrama de bloques de detector de metales en desfase con tres bobinas estudiado en [3].

## Ground Balancing

Para descontento de aquellos que se adentran en el mundo de la detección de metales, los terrenos no son siempre inertes a los campos magnéticos. En el caso de la detección de minas antipersonas y antitanque, se tiene el problema añadido de la cantidad de metralla, cartuchos y demás basura metálica que queda esparcida en zonas de postguerra. Terrenos cercanos a las playas, o que antiguamente hayan estado bajo el agua (como es el caso de los alrededores del pueblo de Mojácar, en Almería), tendrán altos niveles de sales en forma de silicatos, o alta probabilidad de tenerlos. Merece también mención que Almería y gran parte del sureste de España se compone de terrenos con una alta cantidad de hierro, que es ferromagnético, pudiendo dificultar mucho el diseño de un circuito de detección con capacidades suficientes como para compensar la señal del suelo.

Además, la tarea de determinar si un objeto es o no ferromagnético, se ve, según [13], dificultada por el hecho de que los suelos mineralizados producen grandes señales similares en constante de tiempo a los minerales ferrosos, confundiendo ambas señales y, en última instancia, provocando más falsas alarmas. Sin olvidar que también se reduce la profundidad a la que es posible discriminar las propiedades del objeto, puesto que la señal de un objeto metálico es mayor cuanto más cerca a la bobina.

Candy Bruce, cofundador de Minelab [13], explica que la estructura de los suelos no varía de forma rápida en un trozo de terreno. Por lo tanto, es posible construir un simple filtro paso bajo que atenúe las señales de variación lenta, ya que aquellas de variación rápida seguramente se deban a la aparición de un objeto metálico en el campo de la bobina —posiblemente la eliminación de este tipo de interferencias se facilite con el procesamiento digital—.

## Tipos de bobinas

Es el elemento sensor fundamental de este tipo de dispositivos electromagnéticos. En el caso de este trabajo, al menos en principio, no es necesario utilizar más de una bobina. Aun así, ciertos parámetros de su diseño han de ser estudiados, ya que, dependiendo de su diámetro, número de espiras, densidad de relleno, relación de diámetro con el espaciado entre espiras, van a cambiar no sólo la magnitud de la  $L$  (inductancia) y las propiedades resonantes de la bobina, sino que también determina la profundidad máxima de detección, y el tamaño mínimo de objetos detectables a cortas distancias (para lo que son mejores las bobinas de menor diámetro, que producen un campo magnético más intenso en las cercanías al centro de la bobina) [16].

En el resto de los diseños, que no excluyen a los detectores por pulsos, se requiere del uso de dos o más bobinas. Y es aquí donde reside la mayor complicación, debido a la inductancia mutua entre ellas. Como se ha mencionado con anterioridad, el proceso es el siguiente:

1. Una corriente que varía en el tiempo se hace discurrir por la bobina transmisora.
2. Debido a la ley de Ampère, la bobina genera un campo magnético variable.
3. Objetos metálicos reaccionan a dicho campo, generando un segundo campo magnético, también variable.

4. La(s) bobina(s) receptora(s) reaccionan a ese campo secundario por inducción, y muestran la diferencia a la salida, convenientemente amplificada.

Por la misma naturaleza del proceso, es sencillo darse cuenta de que el fuerte campo magnético primario emitido por la bobina transmisora TX va a acoplar parte de esa energía en la(s) bobina(s) receptora(s) y, en caso de emitir un campo de excesiva intensidad, enmascarará las señales menores que producen los metales. Por lo tanto, el objeto principal del diseño es la distribución de las distintas bobinas, de forma que se evite o compense tal inductancia mutua, y no afecte a la señal a obtener [12].

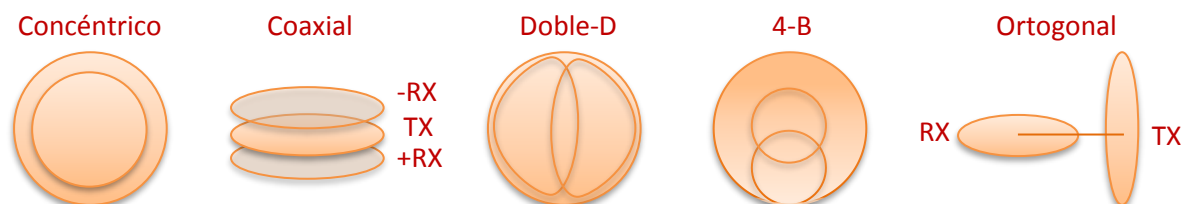


Figura 1-13: Configuraciones básicas para el equilibrio de las bobinas en el cabezal [1].

De las configuraciones descritas en la **Figura 1-13** se van a detallar un par de las más utilizadas. Pero antes de eso, veo necesario hacer hincapié en el ingenio de los diseñadores de la época a la hora de ir sorteando los problemas de acople entre bobinas. Lo más directo es el diseño ortogonal, que coloca los campos de ambas bobinas perpendiculares entre sí y, por tanto, en teoría no pasa flujo de una bobina a través de la otra, por lo que no se induce corriente. No es bueno en suelos mineralizados [12]. Este método hace uso de bobinas de gran tamaño y se suele utilizar para buscar objetos grandes enterrados a mucha profundidad, con la desventaja de ignorar cuerpos pequeños [1].

La configuración coaxial, explicada en el estudio realizado por **Yamazaki S. et al** [3] y ya comentada, basa su equilibrio en la disposición de dos bobinas RX, coaxiales con TX, construidas en oposición con la intención de cancelar el campo magnético inducido proveniente del emitido por TX.

### Concéntrica

Consiste en colocar la bobina receptora en el interior de la transmisora y con un diámetro inferior a la anterior (**Figura 1-14**). Por lo ya explicado, se deduce que la RX va a tener problemas de inducción, los cuales se solucionan al colocar una tercera bobina muy cerca de la RX, que no deja de ser otra bobina TX, pero que envía una señal desfasada que cancela el campo primario en las cercanías de RX [12]. Por su gran sensibilidad y sencillez de construcción, es de las más extendidas.

El campo generado es de los más simétricos, convirtiéndola en una buena elección en cuanto a la discriminación y localización de los objetos metálicos.

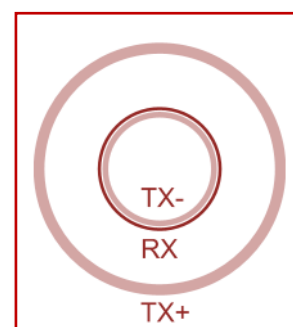


Figura 1-14: Bobina concéntrica con tercera bobina de compensación [12].

### *Doble-D*

La idea detrás de la superposición de dos bobinas es que el campo externo de TX, de signo contrario al interno (la ley de Gauss de los campos magnéticos establece que los campos magnéticos forman líneas cerradas), cancele su influencia en el interior de RX. Como se sabe, el campo magnético en una espira circular cerrada es máximo en el eje de este; al solapar ambas bobinas, la zona de mayor sensibilidad es precisamente la parte solapada, que no coincide con el centro de ninguna de las bobinas, punto de mayor sensibilidad de cada una por separado. Esto provoca la creación de la bobina en doble-D, con el objetivo de acercar los centros de las bobinas a la zona superpuesta [12].



Figura 1-15: Forma del campo generado por la bobina en doble-D [1].

La forma del campo magnético generada, concentrada mayoritariamente en la zona de solapamiento, según la **Figura 1-15**, convierte en una muy buena opción en suelos fuertemente mineralizados [1], además de proporcionar una buena profundidad de detección y capacidad de localización de los metales. Es la configuración preferente de una de las grandes compañías comerciales de detectores de metales, Minelab, cuyo rendimiento frente a suelos mineralizados es requisito en el lugar donde se emplaza la empresa, Australia; posee uno de los suelos más mineralizados del mundo, lo cual no supone problema a aquellos aficionados y/o buscadores de tesoros en búsqueda del oro australiano esparcido en sus largas extensiones de tierra [13].

Otras configuraciones, como la 4-B, se aprovechan de este concepto, y su solución se traduce en doblar internamente TX hasta quedar encima de RX, provocando la cancelación ya explicada.

En este trabajo se va a utilizar el sistema concéntrico que aparece en la **Figura 1-13** y la **Figura 1-14**. Sin embargo, y a menos que se vea necesario con la investigación y la experimentación, se va a utilizar una única bobina que haga las veces de transmisora y receptora.

## **1.4.- Estructura de la memoria del TFG**

Este documento técnico se divide en seis capítulos, estructurando el trabajo y su exposición desde las bases teóricas fundamentales hasta las conclusiones obtenidas, pasando por los apartados más técnicos de su desarrollo. A continuación, una descripción escueta de cada apartado:

- 1. Introducción:** resume las bases teóricas en que se fundamentan los detectores de metales y las consideraciones realizadas para el futuro diseño de este.

2. **Objetivos y planificación:** trata los objetivos a alcanzar, su organización y su planificación en el tiempo.
3. **Materiales y métodos:** capítulo que expone la lista de componentes, herramientas mecánicas e informáticas utilizadas para desarrollar y construir el detector.
4. **Diseño:** capítulo que pretende explicar el proceso de cálculo y elección de los componentes necesarios para construir el modelo, las consideraciones técnicas, fórmulas, y los resultados extraídos hasta llegar a la consecución de un diseño funcional
5. **Ensayos y resultados:** presentación del modelo construido, resumen de los cálculos esenciales, ensayos de laboratorio y de campo, y resultados de calibración.
6. **Conclusiones:** una vez obtenidos los resultados, se elucubra acerca de los mismos, llegando a una serie de conclusiones acerca de la viabilidad, sencillez y eficacia del modelo construido, así como sus propias limitaciones, incluyendo en dicho análisis posibles mejoras a futuro.





# Capítulo 2.- Objetivos y Planificación

---

*En esta sección se plantean los objetivos principales a desarrollar por este trabajo técnico, así como su organización; tareas/fases en las que dividir el proyecto, y el cronograma temporal de su ejecución.*

Por lo general, al enfrentarse a cualquier tipo de trabajo o de problema, más cuando éstos comienzan a tener cierta complejidad o extensión, se suelen dividir en partes que hagan más sencilla la resolución de estos. El siempre presente divide y vencerás, el cual como estudiantes y novatos a veces nos cuesta cumplir. No sólo eso, sino que antes de plantearse este tipo de trabajos, es importante estudiarlo y desmigarlo, hasta tener claras las partes principales que lo componen, y tener siempre presentes tanto el objetivo final, el todo, y las partes individuales, que han de engranar unas con otras en perfecta armonía. Y, por supuesto, el orden y la organización. Ponerse límites temporales y una planificación completa inicial, ayuda a tomarse las cosas con cierta disciplina.

## **2.1.- Objetivos**

El objetivo fundamental de este TFG (Trabajo Fin de Grado) es el de realizar el estudio y el desarrollo de un detector de metales, y en particular, de la tecnología específica de detección por pulsos de inducción, con la intención (futura, y por parte del departamento de electrónica) de comparar dicha tecnología con el resto de las tecnologías básicas existentes en el mercado, en forma de propuestas de otros proyectos de grado planteadas también por el departamento de

electrónica de la UAL (Universidad de Almería). **Se exigirá la detección de una moneda de 1€ a un mínimo de 10 cm de distancia.** La particularidad más destacable de este proyecto, en comparación con los otros detectores propuestos, son las posibilidades que abre el procesamiento digital de la información obtenida con el sensor electromagnético.

El cálculo, diseño, desarrollo y construcción de tal detector se plantea bajo los siguientes objetivos secundarios:

- 1. Estudio del estado de la técnica mediante bibliografía y referencias cruzadas:** revisar la documentación adjunta y buscar nueva bibliografía a través de las referencias cruzadas y cualquier otro documento que pueda considerarse de interés, para conocer el pasado y presente en la detección de metales.
- 2. Modelización de bobinas:** conociendo los requisitos generales de las bobinas empleadas en detectores por impulsos, ya estudiados mediante la bibliografía, plantear el diseño de una o varias bobinas, construirlas con materiales baratos, y analizar su impedancia en el Analizador vectorial Agilent Technologies E5061B.
- 3. Simulación en tiempo transitorio de la respuesta del sistema en vacío y frente a la detección:** mediante el uso de herramientas como MATLAB y/o OrCAD PSPICE, y uniendo los datos obtenidos al modelizar la bobina en el Analizador vectorial Agilent Technologies E5061B, realizar una simulación de la curva transitoria esperada.
- 4. Diseño e implementación del sistema con ADC (Analog to Digital Converter) basado en Arduino:** desarrollar el esquema básico de un detector por impulsos hasta convertirlo en un dispositivo funcional, implementarlo y acoplarlo correctamente con el sistema Arduino, del cual habrá que escribir un programa que analice la información que le entra del detector, y comprobar que los resultados se acercan a los esperados.

## 2.2.- Planificación

A la hora de presentar el borrador o anteproyecto, lo primero que se hace es realizar un boceto de la planificación, la cual se dividió de acuerdo con las siguientes fases de trabajo:

- 1. Estudio bibliográfico:** engloba la búsqueda y lectura de bibliografía, hojas de datos de componentes, estudio de análisis de datos y métodos.
- 2. Desarrollo y cálculo:** diseño del circuito; proceso de selección de los componentes apropiados; cálculos asociados a los mismos y a los objetivos de detección y ejecución de simulaciones.
- 3. Implementación y puesta a punto:** comprende la construcción física del modelo, tanto de la bobina como de la placa del circuito, la adquisición de los componentes y dispositivos como el micro Arduino y la implementación de su software, además de la puesta a punto, calibración y cambios sobre los mismos diseños.

4. **Escritura y revisión de la memoria del TFG:** detallar todo el proceso en un informe legible y bien estructurado, incluyendo la redacción del anteproyecto y la revisión y formato de ambos documentos.
5. **Optimización de la(s) bobina(s) y otros parámetros:** se corresponde con el hecho de implementar ciertos cambios que puedan sacar el máximo partido al dispositivo ya construido, ya sea añadiendo componentes que varíen ciertas propiedades de las señales asociadas con el mismo, o mejorando el programa software.
6. **Pruebas de detección y comparación:** realización de una batería de pruebas en laboratorio estudiando los límites en la detección de distintos objetos metálicos en cuanto a distancia máxima, potencia de la señal recibida, posibilidades de discriminación de metales ferrosos y no ferrosos, etc.

En función de las fases de desarrollo del trabajo planteadas, se desarrolla la **Tabla 2-1:**

Tabla 2-1: Cronograma de planificación del TFG

Mes	AGO		SEP		OCT		NOV		DIC		EN		FEB
Quincena	1 <sup>a</sup>	2 <sup>a</sup>	1 <sup>a</sup>	2 <sup>a</sup>	1 <sup>a</sup>	2 <sup>a</sup>	1 <sup>a</sup>	2 <sup>a</sup>	1 <sup>a</sup>	2 <sup>a</sup>	1 <sup>a</sup>	2 <sup>a</sup>	1 <sup>a</sup>
Fases													
Estudio bibliográfico													
Desarrollo y Cálculo													
Implementación y puesta a punto													
Escritura y revisión													
Optimización													
Pruebas de detección													



# Capítulo 3.- Materiales y Métodos

---

*A continuación, se presentan los análisis pertinentes y en detalle de los circuitos aquí implementados, exponiendo, además, las herramientas y técnicas necesarias para la consecución del detector de metales.*

## 3.1.- Materiales

El diseño y construcción de cualquier dispositivo electrónico de cierta calidad requiere del conocimiento profundo por parte del ingeniero acerca de cada uno de los componentes, activos, pasivos o circuitos integrados, que constituyen dicho diseño, siendo además conscientes de que cumplen la regulación vigente.

Esto se traduce en una de las labores básicas de un ingeniero: con el objetivo en mente de lo que se quiere obtener con un diseño concreto y, una vez realizado éste en términos generales, encontrar aquellos componentes que cumplan nuestros requisitos técnicos, específicos para dicha aplicación, y por supuesto costando lo menos posible. Acto seguido, pues, se listan los componentes que integran el detector de metales por pulsos de este TFG (Trabajo Fin de Grado):

- Amplificador de instrumentación INA128P.
- Amplificador operacional TL082CP.
- Arduino DUE – Sistema de micro-control.
- Baterías de 1.5 V y porta pilas.
- Bloques terminales cable a placa de dos y tres conexiones.

- Bobina casera de 30 cm de diámetro.
- Cables jumper para conexiones entre placas.
- Cápsula piezoeléctrica PKM17EPP-4001-B0.
- Condensadores de poliéster y cerámicos.
- Condensadores electrolíticos.
- Diodos Schottky 1N5819G.
- Diodos Zener para pequeña señal a 16V TZX16B\_TR.
- Interruptor de actuador deslizante DPDT de 6 pines (2 comunes) SSA22.
- Interruptor deslizante de dos vías SIP, SPST.
- Interruptores táctiles MC32828.
- MOSFET de acumulación TK5Q60W.
- Placa fotosensible positiva a una cara.
- Plancha de metacrilato.
- Regulador de tensión a 10V, UA78L10ACLP.
- Resistencias metálicas de 1% de tolerancia.
- Resistencias variables/potenciómetros de una o varias vueltas.
- Temporizador n555.
- Zócalos DIL de ocho contactos.

Para aquellos componentes de mayor relevancia, se ha considerado exponer o bien las características principales por las cuales se ha escogido el elemento en concreto, o bien una comparativa de los modelos que se han estudiado antes de decantarse por uno.

## **MOSFET de acumulación**

MOSFET «*Metal oxide semiconductor Field effect transistor*», es decir, transistor de efecto de campo de semiconductor de óxido de metal. Se diferencia del FET (*field effect transistor*) en la presencia del aislante SiO<sub>2</sub> entre el electrodo de control y el canal, lo cual aumenta enormemente su impedancia de entrada, del orden de 10<sup>12</sup>, alrededor de cuatro órdenes de magnitud mayor a la impedancia del FET. Esto los convierte en componentes muy adecuados para la creación de dispositivos de bajo consumo.

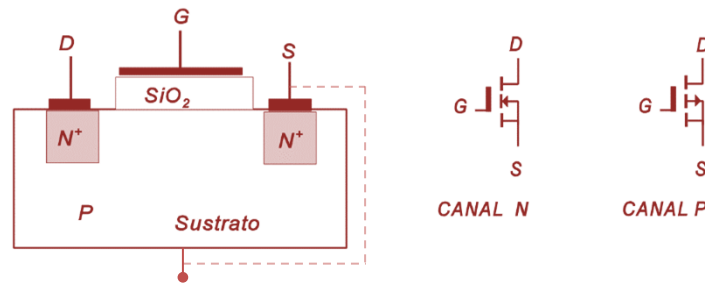
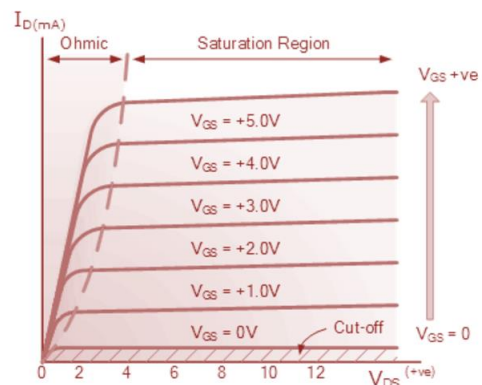


Figura 3-1: Estructura del MOSFET de acumulación

El MOSFET es fundamental en este trabajo, puesto que es el dispositivo que va a actuar como interruptor para dejar pasar los pulsos de corriente. El MOSFET de acumulación en concreto, cuya estructura interna se aprecia en la **Figura 3-1**, actúa como una puerta normalmente cerrada. Cuando no existe polarización  $V_{GS} = 0$ , el MOSFET no presenta conducción entre drenador y fuente; carece de canal conductor entre ambos electrodos.

Cuando se aplica una tensión positiva entre la puerta G y la fuente S, mayor a una determinada tensión umbral, tal que  $V_{GS} > V_{th}$ , los huecos de carga positiva del sustrato son repelidos y se alejan de la puerta, mientras que los electrones se «acumulan» bajo la capa de óxido (de ahí el nombre), generando un canal entre D (drenador) y S (fuente), que permite el paso de la corriente. A mayor tensión, menor resistencia opone el dispositivo al paso de la corriente.

Figura 3-2: Curva funcionamiento,  $V_{DS}$  frente a  $I_D$ .

Al igual que los transistores bipolares, se tienen tres modos de funcionamiento (ver **Figura 3-2**): corte, zona óhmica o activa, y saturación. Si lo que se quiere es utilizarlo como interruptor, no interesa la zona activa, que implica el consumo de mayor potencia y, en consecuencia, el calentamiento del dispositivo (funcionaría como una resistencia controlable por tensión). Para esto, se juega con la tensión entre drenador y fuente  $V_{DS}$ ; si es lo suficientemente alta al polarizar la puerta, se llega directamente a la saturación.

## Amplificador de Instrumentación

Antes de buscar componentes, se han de hacer primero una serie de consideraciones previas:

1. Se trata de un prototipo, sujeto a posibles modificaciones, lo que obliga a escoger un modelo ligeramente sobredimensionado y menos ajustado. Un componente robusto será capaz de aguantar los posibles fallos de cálculo y diseño iniciales, y los futuros cambios.
2. Se trata de la primera etapa de amplificación, por lo tanto, es crucial que responda bien frente al ruido.
3. El sistema se espera que sea bastante rápido, lo que requiere un alto «slew rate», y se ha establecido un nivel recomendado de  $4 \text{ V}/\mu\text{s}$ .

4. Que se fabrique en diseños DIP (*Dual Inline-Package*), para poder hacer uso de zócalos, y facilitar la labor de diseño, soldado y cambios de componentes.
5. Se pretende utilizar como sensor, es decir, ha de ser un dispositivo de cierta precisión, y muy alta impedancia.
6. La entrada al sensor es diferencial y, al medir diferencias muy pequeñas, se le exige una alta ganancia.

Por experiencia personal en asignaturas de electrónica, el tipo de amplificadores diferenciales que cumplen con los requisitos de alta robustez y fiabilidad, bajos en ruido, alta ganancia y muy alta impedancia, son los llamados amplificadores de instrumentación.

Entre ellos, se han decidido estudiar los modelos INA126 e INA128/129, puesto que se han trabajado con ellos con anterioridad, y son dispositivos relativamente asequibles dentro de los amplificadores de instrumentación, y siguen siendo bastante genéricos, versátiles y bien conocidos.

Ambos son amplificadores de instrumentación de uso general y baja potencia, tal como describe su <<datasheet>> [17], [18].

Por los motivos expuestos y, dado que el modelo INA128 es superior en cuanto a ruido, su impedancia de entrada es mayor en tres órdenes de magnitud, y su *slew rate* es de 4 V/μs, dicho modelo va a ser el utilizado para los prototipos, frente al INA126.

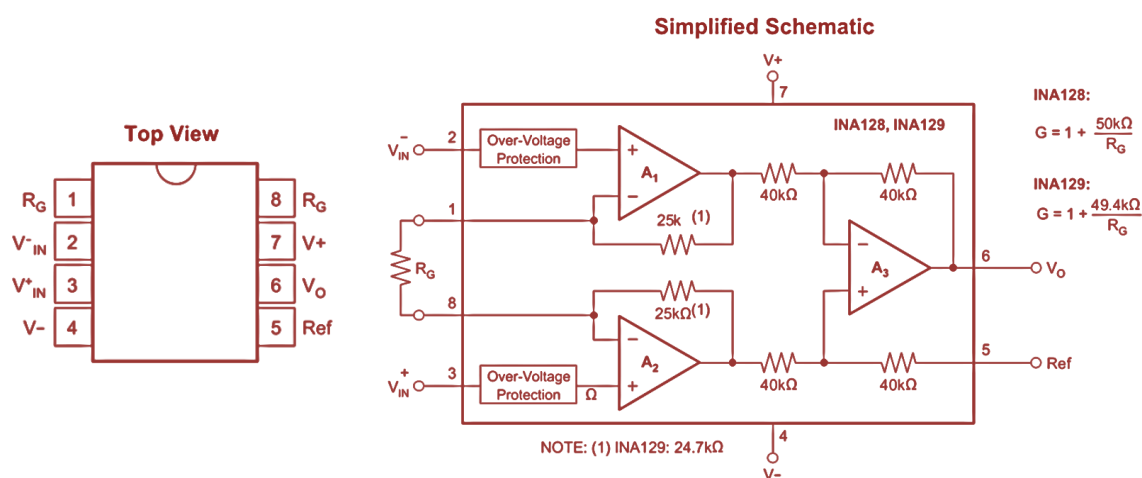


Figura 3-3: Patillaje y esquemático del INA 128/129 [18].

Para resumir, el INA128P es un modelo robusto en el medio y largo plazo debido a la circuitería de protección a la entrada, y es además poseedor de una alta impedancia de entrada y una alta ganancia fácil de manipular, lo cual lo hace de uso casi obligado cuando se requiere una alta fiabilidad y precisión en la obtención de la señal.

Por todo esto, y teniendo en cuenta las propiedades y valores máximos descritos en su <<datasheet>> [18], este dispositivo es especialmente recomendable como elemento de adquisición de señales para su posterior medida.



En la **Figura 3-3** se aprecia el esquema interno y el patillaje del INA128P, que es de ocho pines y en nuestro caso, de orificio pasante (DIP-8). Esto, además de facilitar el montaje y la soldadura de los componentes —sobre todo a aquellos con menos bagaje a la hora de soldar—, permite la colocación de zócalos como base para aumentar la flexibilidad a la hora de probar los mismos componentes de manera sencilla en varios prototipos.

Como muestra de la facilidad en la manipulación externa de su ganancia, la ecuación que rige la misma:

$$G = (V_{in}^+ - V_{in}^-) \left( 1 + \frac{50k\Omega}{R_g} \right) \quad (3-1)$$

Se comprueba que la ganancia  $G$  depende sólo de la diferencia entre sus entradas  $V_{in}^+$  y  $V_{in}^-$ , y de  $R_g$ , que es la resistencia externa colocada entre las patillas 1 y 8 de la **Figura 3-3**.

En un principio, no se considera realizar ensayos para medir el error del offset o del offset drift, en tanto en cuanto la señal obtenida va a ser analizada, en este prototipo al menos, en relación con medidas en vacío y realizando medias cuadráticas. Por lo tanto, dicho error absoluto va a cobrar menos importancia, debido al hecho de estar presente en todas las medidas, interesando principalmente las diferencias entre ellas. De la misma manera, no afectan los problemas derivados del modo común. Por un lado, las tensiones a medir son cuantiosas, y por otro, las entradas no van a ir montadas sobre una tensión común.

## Amplificador Operacional

La necesidad de acondicionar la señal adquirida mediante el INA128, para poder acoplarla a la entrada del microcontrolador Arduino DUE, obliga al uso de otro amplificador, en este caso operacional. Las características principales van a ser velocidad y margen dinámico, puesto que el ruido es absorbido principalmente en la primera etapa de amplificación (INA128, el cual tiene un ruido muy bajo). Además, debido a los cálculos realizados, se busca acondicionar la señal con dos amplificadores, por lo tanto, es aconsejable buscar componentes dobles.

Con esas características, y en un encapsulado doble, se encuentra el amplificador operacional TL082CP, descrito en su hoja de datos [19], y cuyo esquemático y patillaje se pueden ver en la **Figura 3-4**.

Al igual que el INA128, se ha escogido con un encapsulado PDIP-8, de orificio pasante y 8 pines, por los mismos motivos ya descritos.

8-Pin SOIC, CDIP, PDIP, SO, and TSSOP  
Top View

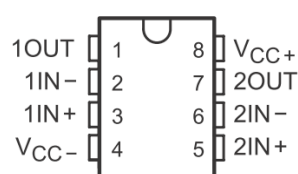


Figura 3-4: Vista superior del patillaje de TL082CP [19].

## UA78L10ACL P

Para aquellos dispositivos y partes del circuito que no aguanten o no necesiten una tensión de alimentación tan alta como  $\pm 15$  V, se adapta el voltaje a 10 V mediante este regulador de tensión. De esta forma se obtiene una tensión constante muy estable y con apenas pérdida de energía, lo cual no sería posible si se realizase el mismo procedimiento a través de divisores de tensión resistivos. Se escoge este modelo debido a su bajo coste, facilidad de utilización y al haber trabajado con reguladores ua78Lxx anteriormente.

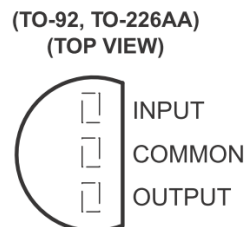


Figura 3-5: Vista superior del patillaje de uA78L10ACL P, encapsulado TO-92 [20].

La **Figura 3-5** muestra la vista superior del encapsulado del regulador de tensión y su patillaje.

## Sistemas de microcontrol

La parte de procesamiento digital del detector de metales es precisamente lo que le va a dar la ventaja en potencia y versatilidad con respecto a aquellos dispositivos que funcionen sólo analógicamente. Un buen programador va a saber sacarle mucho partido a la utilización de un microcontrolador. La principal ventaja, además de las infinitas posibilidades que aporta la programación, es el procesamiento de la señal, pudiendo añadir algoritmos para introducir una media cuadrática, establecer los valores máximos/mínimos en cada pulso, realizar comparaciones entre señales, etc.

Antes de entrar a comparar productos y modelos, es necesario el establecer unos requisitos mínimos y recomendados, en relación con las necesidades propias que se pueden atribuir al proyecto:

- Un ADC (*Analog to Digital Converter*) cuya frecuencia sea de más de 100-200 KHz, a los que estén conectados al menos un par de pines analógicos.
- Un mínimo de 8 GPIO (General Purpose Input Output pins) digitales, debido a posibles futuros cambios/ampliación del programa.
- Posibilidad de controlar y reprogramar varios temporizadores y rutinas de interrupción.
- Que se permita programar en lenguajes extendidos como *Python, C, C++, etc.*
- Una mayor complejidad en la arquitectura del dispositivo resultará en mayor versatilidad, con la contrapartida de aumentar la dificultad en su programación. Con-

siderando el detector de metales como un proyecto en su fase inicial de desarrollo, que puede ser ampliado en proyectos y modificaciones futuras, toda complejidad que se añada ahora no sólo contribuirá a mayores y mejores posibilidades en los ensayos y algoritmos a utilizar, sino que repercutirá, a modo personal, en un mayor aprendizaje en la configuración y programación de los microcontroladores. Una vez se sepan cuales son todas las necesidades exactas de este dispositivo, y de cara a un diseño definitivo, es cuando se ajustarán las propiedades de los componentes utilizados a lo más eficiente y barato posible.

Se han estudiado varios dispositivos:

### *Raspberry Pi 3 model B*

Existe una amplia gama de productos fabricados por la marca Raspberry Pi, de los cuales se ha optado por describir el modelo 3B, puesto que es uno de los últimos modelos que mantiene un precio asequible y las características más clásicas y versátiles de la marca. El modelo base. Este tipo de placas tienen la ventaja de estar diseñadas con la idea de poder acoplarle fácilmente otros bloques de la misma casa para ir añadiendo más funciones, conforme se vayan necesitando.

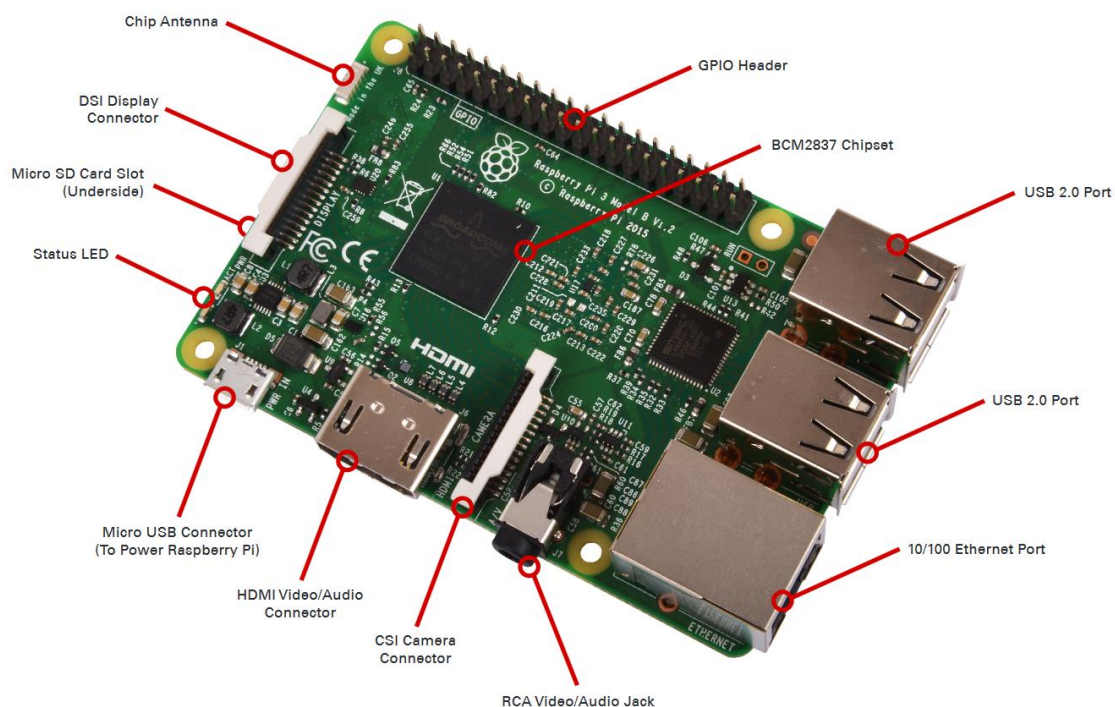


Figura 3-6: Elementos principales de la Raspberry Pi 3 Model B [21].

La Raspberry Pi es una placa de ordenador simple; al igual que Arduino, se han desarrollado para fomentar y facilitar el aprendizaje de la programación y la informática [22]

Sin embargo, después de leer la hoja de datos proporcionada por la casa RS-Amidata [21], es fácil darse cuenta de para qué está orientado este instrumento. Como se ha descrito, es un ordenador en miniatura, y como tal, posee conexiones de ethernet, de audio y video, permite conectarle displays, tarjetas de memoria, varias entradas USB, etc. Y listan varias de sus aplicaciones principales:

1. Ordenador de bajo coste.
2. Centro multimedia.
3. Automatización industrial/casera y robótica.
4. Servidor.
5. Cámara Web.
6. Punto de acceso Wireless.
7. Monitorización ambiental (estación ambiental).
8. Internet de las cosas.
9. Seguridad.
10. Videojuegos.

Teniendo más claro el cómo utilizar y programar de forma directa un microcontrolador que un ordenador, con el objetivo de utilizarlo en aplicaciones tan específicas, es un punto negativo; la cantidad de estudio que conllevaría el manejarlo de forma eficiente parece algo innecesario. Aun así, dado que se posee 40 GPIO según la **Figura 3-6**, y cumple con el requisito de versatilidad, es conveniente revisar la hoja de datos del procesador integrado: Broadcom BCM 2837 [23]. Aquí se explica que sólo posee un temporizador general que, además, es posible que varíe su velocidad en momentos en los cuales el procesador se ponga en modo de bajo consumo. En consecuencia, sólo existe una función de interrupción que nos interese, y es la asociada a dicho temporizador.

A esto hay que sumarle el hecho de que en la página de RS Amidata ya nos advierten de que unas baterías no son aconsejables para su alimentación (probablemente debido al hecho de que es un ordenador a todas luces, y consume bastante como para alimentarlo a pilas). Un detector de metales no sirve de nada si tiene que estar conectado a la corriente.

Por último, añadir un detalle importante, y es que la Raspberry Pi no tiene un ADC, por lo tanto, para poder utilizarlo como sensor, hay que comprarle un módulo ADC, conectarlo y programarlo correctamente.

### *Arduino UNO*

Arduino es una plataforma electrónica de creación italiana de código abierto de software y hardware fácil de utilizar. Se creó con la intención de acercar potentes herramientas de desarrollo tecnológico e investigación a cualquier persona, independientemente de su formación académica, al no requerir conocimiento alguno (basta con mirar uno de los cientos de tutoriales disponibles en internet, o en la página oficial).

El diseño clásico, Arduino UNO (ver **Figura 3-7**), le permite al usuario diseñar desde el circuito más sencillo en que se encienda un LED al pulsar un botón, hasta controlar el movimiento de un robot de cierta complejidad o, incluso, publicar un mensaje en Twitter.

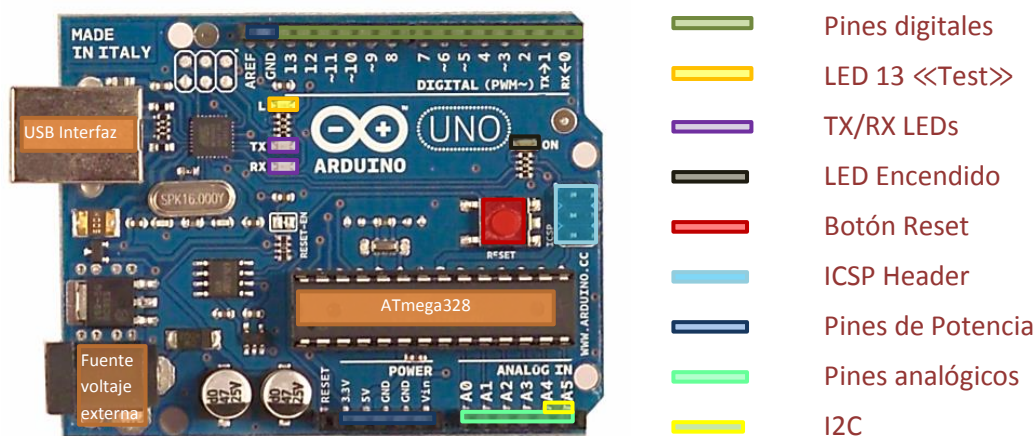


Figura 3-7: Microcontrolador Arduino UNO.

Estas y más funciones son posibles gracias a su arquitectura interna. Estudiando los datos que aporta el fabricante, se comprueba que disfruta de la mayoría de las características que se buscan [24]:

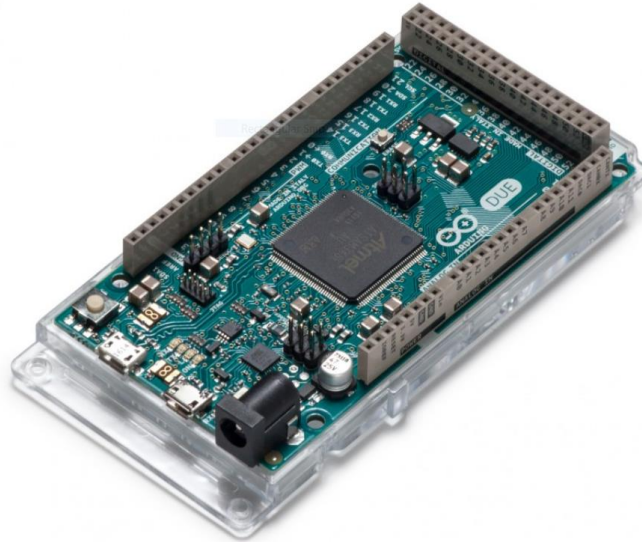
- Velocidad de reloj del microcontrolador ATmega328P de 16 MHz.
- 14 GPIO digitales.
- Alimentación mediante baterías a 7-12 V, o a través de USB a 5 V.
- 5 pines analógicos.
- ADC inicialmente a 10 KHz, programable hasta ~100 KHz sin perder resolución [24].
- Tres temporizadores programables, con sus propias rutinas de interrupción.
- Permite añadir interrupciones a ciertos pines de uso general.

Se trata de una placa versátil, fácil de programar, y permite al usuario avanzado el profundizar más en la hoja de datos del fabricante en [24], para programar el chip accediendo a sus registros de forma directa, ya que funciona con C++.

Se va a optar por este tipo de microcontrolador por su sencillez y versatilidad, apreciable en la **Figura 3-7**, y por estar más acorde a lo que se necesita en este proyecto, esto es, control preciso de entradas y salidas digitales y analógicas, en oposición a los modelos Raspberry Pi, más orientados a las comunicaciones de alto nivel. Además, aun a riesgo de resultar obvio, supone un gran ahorro de tiempo y esfuerzo el buscar el microcontrolador adecuado y añadirle todas las interfaces necesarias para su manejo, tal como un ADC, la conexión USB, etc. Por no mencionar el coste de todos los componentes por separado, y la confianza que da un dispositivo comercial, que se sabe que funciona. Todo esto supondría otro TFG aparte, y no es el objetivo de este trabajo. Otro de sus atractivos, como ya se ha dicho, es lo fácil que es crear código en el compilador descargable de la página oficial [www.arduino.cc](http://www.arduino.cc).

### *Arduino Due*

Es un modelo de mayor gama que el anterior, puesto que su microcontrolador está basado en una arquitectura distinta y más compleja. Si Arduino UNO utiliza un micro de 8-bits basado en tecnología AVR, la placa de Arduino Due (**Figura 3-8**) utiliza un chip de 32-bits por ARM.



**Figura 3-8:** Placa oficial de Arduino Due, con microcontrolador SAM3X8E Cortex-M3 [25].

Siendo más complejo de utilizar y algo más caro, hay que tener claro por qué este modelo es preferible a los anteriores. Según la hoja de datos [26]:

- Procesador a 84 MHz.
- 512 KB de memoria flash, en comparación con los 32 KB de UNO.
- 9 temporizadores/contadores de 32-bits distribuidos en 3 módulos de 3 canales.
- Una interrupción por canal de temporizador.
- ADC programable a 1 MHz.
- 54 pines I/O (input/Output) digitales.
- 12 pines analógicos.

A pesar del considerable aumento de la complejidad y el precio con respecto a los modelos anteriormente considerados, Arduino DUE tiene muchas ventajas. Supera con holgura la condición impuesta por el ADC, además de la inmensa versatilidad que supone el poder configurar 9 temporizadores, y que el procesador funcione a 84 MHz es bastante conveniente.

Más adelante, en el apartado del diseño y cálculos y en los ensayos de laboratorio, se confirmará esta decisión al comprobar la velocidad de la señal de salida, y la mínima cantidad de muestras a tomar para poder realizar cálculos con dichos datos, para obtener una precisión aceptable.

## 3.2.- Métodos

Este espacio se dedica a describir las herramientas y procedimientos técnicos empleados en el diseño del detector, tanto la bobina como el diseño y montaje de su circuito integrado. El apartado está estructurado según el orden de utilización de cada herramienta/técnica.

### Bobina

Se va a construir una bobina con las siguientes características:

1. 30 cm de diámetro.
2. Bobinado mediante hilo de cobre unifilar de 1 mm de diámetro.
3. Construcción casera y barata (no exacta, mejorar en futuros proyectos), mediante la utilización de planchas de cartón-pluma cortadas y pegadas a mano.
4. 225 vueltas de cable, de tal forma que se obtengan 15 cables contiguos, conformando un canto de bobina de 1.5 cm, y 15 capas como ésta una encima de otra, dando igual espesor. Esto produce un efecto similar, debido a esta simetría, a tener una espira de cobre de 1.5 cm<sup>2</sup>.

Al no encontrar planchas de cartón pluma de 1.5 cm de espesor, se opta por un espesor de 0.5 cm, y se pegan tres capas para conformar el canto a bobinar. Encima de éstas, se pondrá una plancha a cada lado como soporte, y de mayor diámetro, de manera que sobresalga al menos 2 cm (ver **Figura 3-9**).

Una vez pegadas y secadas las tres capas hasta alcanzar una circunferencia de 30 cm y 1.5 cm de grosor, se recubre el canto con un papel para obtener una superficie lisa sobre la que bobinar.

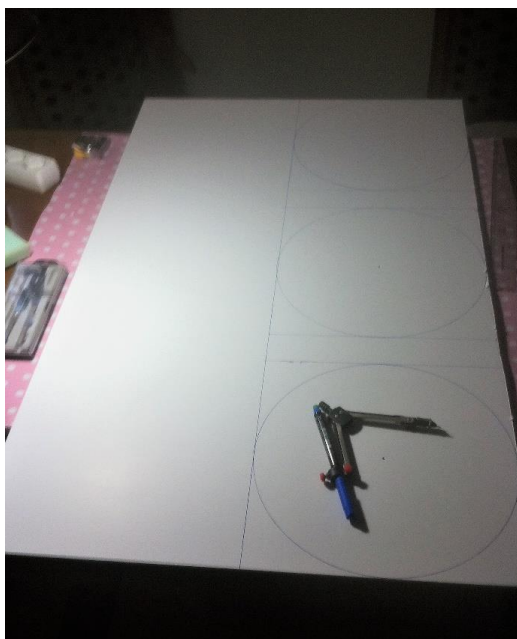


Figura 3-9: Proceso de diseño de la estructura de la bobina.

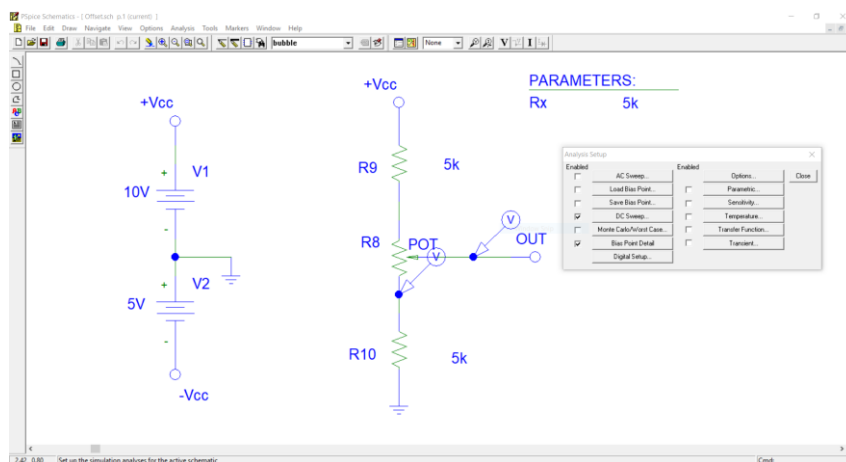
Después de cubrir ambos lados con circunferencias de mayor diámetro, se procede al bobinado, para lo cual se ha utilizado el carrete de hilo que se aprecia en la **Figura 3-10**. Después, sólo queda realizarle un agujero en el centro, para sostenerlo mediante un palo, y ahuecar la sección para probar a aislar la espira de campos eléctricos, utilizando papel de aluminio (ver **Figura 3-10**).



**Figura 3-10:** Carrete de hilo de cobre unifilar (izqda.), y bobina construida y terminada (dcha.).

## PSPICE 9.2

«*Personal computer simulation program with integrated circuit emphasis*» o **PSPICE**, es un programa de simulación de circuitos electrónicos muy utilizado en Ingeniería Electrónica en la UAL (Universidad de Almería).



**Figura 3-11:** Captura de pantalla de PSPICE 9.2. Simulación de circuito de *offset*.



Su gran base de datos de componentes electrónicos actuales y comerciales, y su capacidad de simular gráficas como si de un osciloscopio se tratase, lo hacen ideal para probar ideas y prototipos antes de conectar un circuito o incluso construirlo. Incluye varios tipos de sondas como la diferencial, la sonda de voltaje y de corriente, y además permite aplicar un gran número de funciones matemáticas a las señales que recorren el circuito en cualquier nodo.

Se pueden realizar medidas en corriente continua y en alterna, barridos con la variación de valores de un componente, como al calcular la variabilidad y rango de una *PT100*, etc. En la **Figura 3-11** se muestra una captura de pantalla del programa, con un cuadro de diálogo a la derecha que contiene los posibles análisis a realizar.

Se trata de un programa de incalculable valor, ya que permite probar, en la seguridad de un entorno virtual, las ideas que se tengan en mente, desarrollarlas, en lugar de cometer el error directamente con los componentes electrónicos. Algunos de estos son caros, difíciles de conseguir, y la mayoría hay que pedirlos fuera y esperar un tiempo para su envío.

## Matlab

Es uno de los programas de simulación universalmente más utilizados en ingeniería. Desde estudiantes y profesores, a trabajadores e investigadores, si se trabaja en un área relacionada con la ingeniería, muy posiblemente se utilice Matlab.

Es una potentísima herramienta de cálculo matemático, que integra un entorno de programación, y una enorme cantidad de funciones complementarias adaptadas a las diferentes ramas de la técnica. Es decir, que existen herramientas de cálculo y simulación específicas de la electrónica, de la mecánica, cálculos utilizados en el estudio de procesos automáticos y la robótica como funciones de transferencia, etc. Viene además normalmente integrado con *Simulink*, aunque pueden ser considerados como programas distintos.

Se ha utilizado para realizar cálculos repetitivos o resolver problemas con muchas variables, además de para simular el comportamiento de la bobina para realizar varios cálculos. Aunque en este caso particular, en cuanto a simulación de parámetros relacionados con la bobina, ha sido predominante el uso de PSPICE.

## Orcad

Se trata de un paquete de software que engloba un conjunto de herramientas para el diseño de circuitos asistido por ordenador. Es un potente programa profesional de gran peso en el mercado, y de uso principal a lo largo de la carrera, con lo cual la decisión es inmediata.

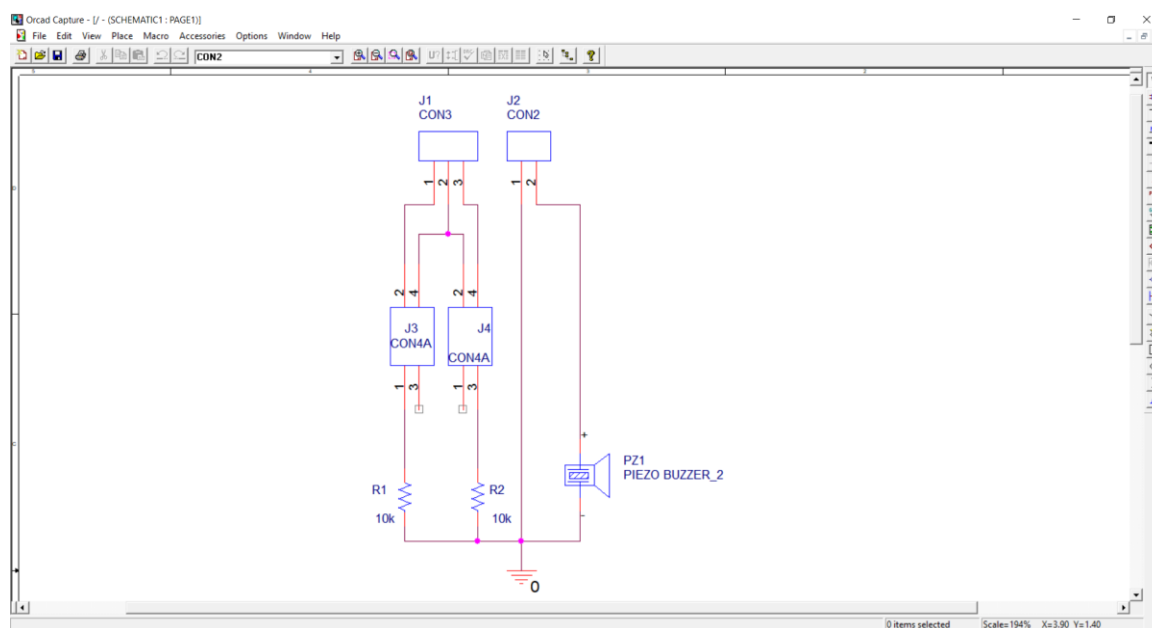
Del paquete Orcad, se van a utilizar principalmente dos programas cuyas funciones son muy específicas de cada apartado del diseño; Capture y Layout.

### *OrCAD Capture*

Se parte de esta herramienta para diseñar el esquemático del circuito. Para ello, se añaden los componentes oportunos a partir de la amplia base de datos que aporta el programa —si es necesario, se pueden crear componentes de diseño propio—, y se conectan entre sí, haciendo uso

de las conexiones más habituales en los esquemáticos, incluidas en la paleta de herramientas de la aplicación.

La utilidad más potente de esta aplicación es la capacidad de establecer una lista de conexiones (netlist) entre los componentes incluidos en el esquema eléctrico —cuyo ejemplo se muestra en la **Figura 3-12**—, y la asignación de huellas (“footprints”) a cada componente, realizando con esto la transición al circuito físico. Las huellas no son otra cosa que una representación real del componente físico y sus conexiones.



**Figura 3-12: OrCAD Capture versión 9.2.**

Con el esquema eléctrico terminado, las huellas y sus conexiones físicas bien asignadas y relacionadas y sin errores, ya se tiene toda la información que OrCAD Layout necesita importar para crear el circuito físico, o placa PCB (Printed Circuit Board).

### *OrCAD Layout*

Esta potente herramienta es la que permite pasar de un esquema eléctrico a una placa física o PCB. El aspecto final de una placa en *Layout* se observa en la **Figura 3-13**. Su mayor complejidad no estriba del programa en sí, que en apariencia es un programa de diseño gráfico, sino en que el usuario ha de conocer las reglas de diseño a las que atenerse; no es lo mismo diseñar en alta frecuencia que en baja, y lo mismo con la potencia.

Utilizando la información importada de OrCAD Capture como base, Layout se encarga de:

- Crear pistas a partir de las conexiones establecidas
- Crear/modificar huellas, tamaño de patillaje, etc.
- El diseño se realiza por capas, siendo las principales la capa inferior (si se trabaja a dos capas, se hace uso también de la capa superior), la capa de taladros, las relativas a máscaras de soldadura y la de serigrafía.

- Añadir texto, imágenes y/o detalles estéticos tanto en el diseño general de la placa como en los componentes (huellas), para mejorar la comprensión de esta.
- Generar un archivo GERBER, en el cual se incluye la información de las capas en formato 2D vectorial, con la intención de enviarlo a una empresa de fabricación de PCB, obteniendo un resultado profesional.

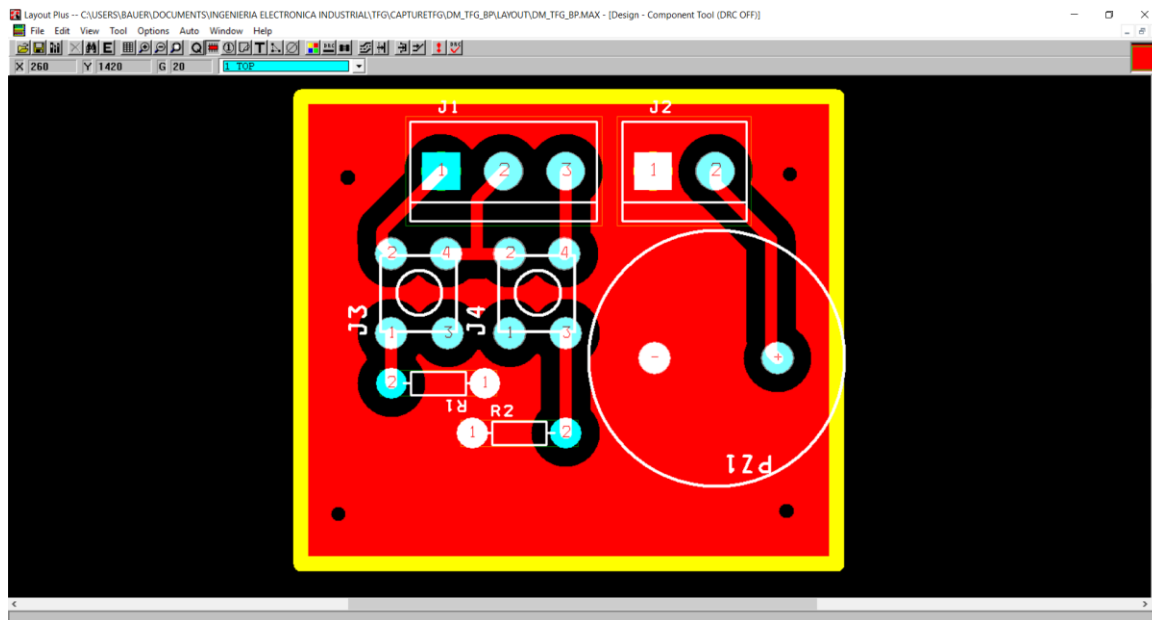


Figura 3-13: OrCAD Layout Plus versión 9.2. Ejemplo de diseño finalizado.

En el caso de este TFG, se diseñarán las placas a una capa si es posible, y al tratarse todavía de un prototipo susceptible de evolución y experimentación, no se generará un archivo GERBER para su envío a fábrica, sino que será de construcción casera. Esto implica imprimir el diseño en un acetato a tamaño real, lo cual constituye el fotolito que se utilizará como bloqueador de los rayos UVA emitidos por una insoladora, que es la que imprime el fotolito en el soporte físico.

## Arduino Integrated Development Environment (IDE)

El software Arduino IDE es un entorno de programación fácil de utilizar orientado a principiantes en la programación, con el punto de flexibilidad para que el usuario avanzado le saque rendimiento.

Al igual que todo lo desarrollado por la casa Arduino, el código es abierto y en constante evolución tanto por sus programadores, como por los usuarios que ayudan a mejorarlo o programan herramientas para añadir nuevas funcionalidades que cualquiera pueda usar. El lenguaje utilizado, básico y de muy alto nivel, se puede ampliar mediante el uso de librerías en C++. Además, cualquiera que requiera de funciones más específicas puede programar utilizando el lenguaje C utilizado en los microcontroladores AVR, ya que se basa en éste. El código de este proyecto en particular se ha escrito principalmente en lenguaje C++, accediendo de forma directa a los registros del microcontrolador. En la **Figura 3-14** se puede ver el programa en uso. Toda esta información y más acerca del software de Arduino y la marca en general se encuentra en [www.Arduino.cc](http://www.Arduino.cc).

```
OM_12_19_17_actual - A_Variables.ino | Arduino 1.8.5
File Edit Sketch Tools Help
A_Variables
1
2 #define TC_clk1 2
3 #define TC_clk2 8
4 #define TC_clk3 32
5 #define TC_clk4 128
6
7 #define CHANNEL_0 0
8 #define CHANNEL_1 1
9 #define CHANNEL_2 2
10
11 #define PORT(n) q_APinDescription[n].pPort
12 #define PIN_MASK(n) q_APinDescription[n].ulPin
13
14 #define PINS_TOGGLE FIOC->PIO_ODSR ^= PIO_ODSR_F25 // tonePin toggle on Pin 5
15 #define PINS_TOGGLE FIOC->PIO_ODSR ^= PIO_ODSR_F24 // for now, pin 6 toggles when pulseButton (pin2) is pressed
16 #define PIMS_ON FIOC->PIO_ODSR &= ~PIO_ODSR_F24 // pulsePin goes LOW on Pin 4 -> signal is on active LOW
17 #define PIMS_OFF FIOC->PIO_ODSR |= ~PIO_ODSR_F24 // pulsePin turns HIGH on Pin 4 -> pulse is off (active low)
18 #define Led13ON FIOB->PIO_ODSR |= PIO_ODSR_F27
19 #define Led13OFF FIOB->PIO_ODSR &= ~PIO_ODSR_F27
20 #define Led13FLICK FIOB->PIO_ODSR ^= PIO_ODSR_F27
21
22 #define FRESCAL 1
23 #define ADC_FREQ 22000000
24
25 #define AESTABLE 0
26 #define SINGLE 1
27 #define VACUUM 2
28
29 #define VOLATILE GET(ptrVol) processVolatile(ptrVol, getValue)
```

Figura 3-14: Captura de pantalla del entorno de programación Arduino IDE.

## Proceso de insolación

La insolación es el método por el cual se consiguen crear circuitos impresos de calidad profesional, al imprimir un diseño generado mediante una herramienta CAD (Computer Aided Design) sobre una PCB mediante el uso de una insoladora.



Figura 3-15: Insoladora casera que aprovecha la caja de una impresora.

Una insoladora (ver **Figura 3-15**) consiste en una caja cerrada en cuyo interior se encuentran uno o varios tubos emisores de luz ultravioleta negra, que se hace pasar a través de una superficie transparente colocada encima de dichos tubos, donde se sitúan tanto la placa como el acetato a imprimir. Ha de tener una tapa que permita su cierre mientras permanezca encendido, puesto que la luz emitida es perjudicial para la vista.

El proceso de impresión implica hacer pasar la luz a través del acetato para afectar así la capa de barniz fotosensible colocada sobre el cobre, en una placa PCB preparada para este propósito. Luego, mediante otras técnicas, de este dibujo obtenido sobre el barniz, se extraerán las pistas de cobre que configuran el diseño del circuito, lo cual es el objetivo final. El tiempo de insolado dependerá de la potencia de luz del aparato utilizado.

La placa ya está lista para el revelado.

## Revelado

Consiste en sumergir la placa insolada en una solución de agua con un 5 – 7% de sosa cáustica, que eliminará la parte del barniz que no ha sido afectada por la luz UVA y dejará las pistas de cobre del diseño con el barniz intacto. Dicho barniz sirve de protección a las pistas de cobre, de tal manera que quedarán «intactas» en el posterior proceso de atacado.

Teniendo preparada la solución de sosa cáustica, se vierte en un recipiente de plástico donde quepa la placa con cierta holgura y quede totalmente sumergida en la mezcla. Es necesario protegerse adecuadamente, dado que es altamente corrosiva y puede provocar quemaduras aun siendo de baja concentración. Es conveniente agitar el recipiente para facilitar que el barniz eliminado sea retirado de la placa. Al cabo de un tiempo, que depende del tipo de placa y de la concentración de la mezcla —generalmente un par de minutos basta—, se verán claramente definidas las pistas del circuito. Esto indica el fin del revelado.

A continuación, se extrae la placa y se aclara en abundante agua, o se sumerge en un contenedor lleno de agua y se agita para parar el proceso de revelado. La mezcla de sosa se vierte paulatinamente al fregadero, previa apertura del grifo para reducir la concentración de sosa y no dañar ni el fregadero ni las tuberías.

Con la placa correctamente revelada, queda el cobre expuesto en aquellas partes que hay que eliminar en el proceso de atacado, para dejar cobre únicamente en las pistas diseñadas por el ingeniero.

## Atacado del cobre

Se trata de otro proceso químico, en el que se utiliza una solución que reacciona con el cobre, con el objetivo de eliminarlo de forma que quede un dibujo en cobre igual al del diseño.

Al igual que en el revelado, es aconsejable protegerse con guantes y utilizar sólo herramientas de plástico. Éste proceso ha de realizarse en una habitación suficientemente ventilada, ya que el atacado produce vapor de cloro, altamente tóxico si se inhala. No es mala idea protegerse la boca con un paño o una mascarilla, e incluso colocar un ventilador que aleje el humo generado.

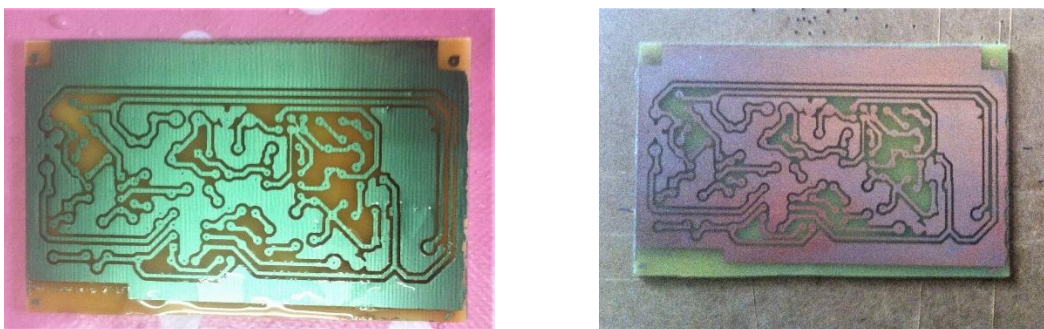
La solución se obtiene al mezclar 4 partes de agua, 2 partes de agua oxigenada de 110 volúmenes y 3 partes de ácido clorhídrico. En caso de obtener una reacción muy débil, se puede aumentar la concentración de ácido y/o de agua oxigenada. Verter todo en el contenedor de plástico.

Con la mezcla preparada, sumergir la placa y agitar, al igual que durante el revelado. Dependiendo de la concentración de la mezcla, el proceso puede durar desde 1-20 minutos. Éste es más delicado si cabe que el anterior, pues depende a su vez de la buena calidad del revelado, y es posible encontrarse con que hay partes que no han empezado a reaccionar todavía, mientras que otras pistas ya están desapareciendo.



**Figura 3-16:** Atacado de placa (izqda.) y compuestos químicos utilizados en atacado y revelado (dcha.)

En la **Figura 3-16** se aprecia cómo parte del cobre en la placa está reaccionando, y cambia a una tonalidad anaranjada. El cobre eliminado pasa a la solución, tornándola de color turquesa. Cuando se hayan eliminado todas las partes del cobre no protegidas por el barniz, dejando el tono semi transparente de la baquelita a la luz, habrá terminado el proceso de atacado y se vaciará el contenedor tal como se indicó con el revelado. El barniz protector que aún queda sobre la superficie del cobre se quita fácilmente con un algodón empapado en alcohol sanitario o en acetona. El resultado se muestra en la **Figura 3-17**:



**Figura 3-17:** izda. Placa después del atacado. Dcha. Placa después de eliminar el barniz.

Queda perforar la placa para colocar todos aquellos componentes que sean de orificio pasante, colocarlos desde la parte superior de baquelita, y soldar las patillas a las pistas de cobre.

## Taladrado

Es un proceso mecánico sencillo pero entretenido. Se necesita un taladro especial que permita el uso de brocas de muy pequeño calibre, de entre 1-3 mm. Estas brocas han de ser de acero al cobalto, ya que se va a perforar una placa de cobre y baquelita.

Se ha de taladrar en todos aquellos puntos por los que tenga que introducirse una patilla metálica. Antes de perforar, es buena práctica realizar una pequeña incisión en el punto medio del pad para evitar que resbale la broca. Si se observa la **Figura 3-17**, esto se ha previsto en el diseño en layout, dibujando unos pequeños puntos que quedan sin cobre.

Terminados los taladros, se puede utilizar una lija en caso de que queden rebabas en los orificios realizados, e incluso se puede utilizar para pulir ligeramente la superficie de cobre, y provocar que el estaño se adhiera mejor a la hora de soldar.

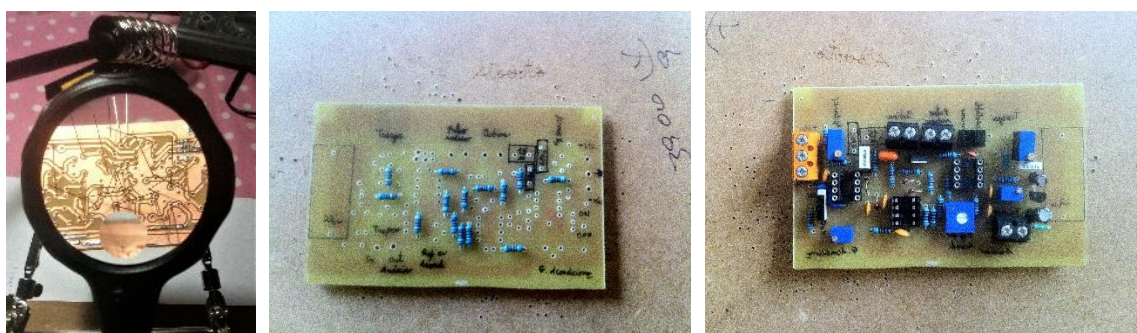
## Soldadura

Luego de colocar los componentes electrónicos en sus lugares correspondientes, es hora de soldar. Para ello se necesita:

1. Una bobina de estaño, aconsejable de 0.5 mm para facilitar su manejo.
2. Un lápiz de soldadura de punta fina capaz de alcanzar los 400 °C.
3. Un soporte para el soldador y una esponja húmeda para limpiar la punta de restos de estaño.
4. Un rollo de trenza metálica para desoldar.

Es importante establecer una mínima estrategia a la hora de soldar los componentes, ya que, al darle la vuelta a la placa para soldarlos, si hay componentes altos ya soldados, los más bajos caerán. La **Figura 3-18** se muestra como ejemplo de soldado colocando los componentes pequeños primero. La forma profesional de solucionar esto es haciéndose con un soporte que sujete la placa por nosotros. La técnica para soldar es la siguiente:

1. Calentar los alrededores de la patilla a soldar durante unos pocos segundos.
2. Acercar la punta del lápiz, inclinándolo ligeramente, a la patilla a soldar, de forma que toque a pista y patilla a la vez.
3. Acercar el hilo de estaño hasta que toque a la patilla por la parte opuesta a donde está colocado el soldador.
4. Ir aportando estaño hasta que éste cubra la superficie del pad y quede distribuido alrededor de la patilla.



**Figura 3-18: Proceso de soldado. De izqda. a dcha. Placa lista para soldar, soldado de componentes pequeños primero, y por último la placa terminada y etiquetada.**

Las soldaduras correctas son aquellas que mantienen su brillo metálico y tienen forma de parábola invertida. Cuando no brillan, o tienen forma de gota o pompa, es conveniente desoldar.

Con la trenza de desoldar, basta con colocar un trozo encima de la soldadura a eliminar, y presionar con el soldador encima de la misma hasta que la trenza absorba el estaño. Repetir el proceso utilizando pedazos limpios de la trenza en caso necesario.

Hay que tener especial cuidado con los circuitos integrados y componentes activos. Es muy fácil dañarlos por sobreexposición al calor del soldador. Siempre hay que tener en mente el límite de tiempo en segundos que aguanta cada componente, dato que aporta el fabricante. No es malo, sin embargo, ser precavidos y no mantener el soldador más de 8 segundos en cada patilla. Si el estaño no «pega» bien, es mejor retirar el soldador, limpiar todo de estaño, lijar las superficies para facilitar su estañado, y volver a intentarlo. Todo esto se puede evitar, en componentes de muchas patillas, utilizando zócalos que pueden soldarse a la placa sin problemas, ya que el circuito integrado se coloca a posteriori encima del zócalo.

## Ensayos que realizar

Cuando se finalice la construcción del detector de metales y el programa de micro control asociado al mismo, se han de ejecutar una serie de pruebas. Éstas se dividen en dos partes:

1. Aquellas destinadas a terminar de calibrar el dispositivo, comprobar su correcto funcionamiento, y detectar los valores concretos que producen la mejor respuesta de la señal. Se llamarán ensayos de comprobación.
2. Ensayos de detección de metales. Aquí se engloban todas aquellas pruebas que se consideren oportunas para analizar las capacidades del sensor fabricado.

Dentro de las pruebas de calibración, se analizan la respuesta de los componentes de cada bloque del diseño que sean más relevantes. Por ejemplo: los valores de los componentes de la etapa de acondicionamiento; los valores de los componentes que amortiguan la señal de la bobina; la ganancia de amplificación, etc.

En cuanto a los ensayos de detección, se va a estudiar la capacidad de detección de la bobina o bobinas construidas, mediante distintos tipos de pruebas: de sensibilidad ante objetos pequeños a cortas distancias; de profundidad en la detección ante objetos más grandes; de discriminación entre metales ferrosos y no ferrosos; de análisis de los cambios producidos por la posición de los objetos en el espacio, y su orientación y, por último, pruebas de detección de 1€. El interés de estos ensayos se fundamenta, por un lado, en los problemas que encuentran los detectores de metales en su actividad, descritos ampliamente por fabricantes de detectores comerciales como Minelab y Whiteselectronics [13], [27], y por otro lado, en análisis similares desarrollados en varios de los artículos revisados, como Kim et al en [16]. A su vez, mediante estos ensayos se pretende llegar a entender mejor, de forma experimental, de qué depende y cómo varía la capacidad de detección al cambiar el diámetro de la bobina y número de espiras, el ancho de pulso, y los valores de los distintos componentes que varían la intensidad y la forma del campo magnético emitido y recibido.



# Capítulo 4.- Diseño

---

*En este capítulo se realizan los cálculos pertinentes del circuito a estudio, haciendo un recorrido por el desarrollo de éste: consideraciones previas; ecuaciones utilizadas; justificación del diseño final y la programación del microcontrolador.*

## 4.1.- Diseño Conceptual

En este apartado se trata de hacer una explicación somera de la relación entre la teoría planteada en la introducción de este trabajo, y el prototipo inicial, así como el desarrollo de este en un esquema que será el punto de partida de los cálculos posteriores.

Para diseñar un detector de metales por pulsos, es preciso tener en cuenta que:

1. Se ha de generar una corriente variable a través de la bobina, para generar un campo magnético variable que afecte a los metales cercanos a la misma.
2. En este TFG (Trabajo Fin de Grado), dicha corriente se genera por medio de un circuito de pulsos.
3. Debido a que la intensidad de dicho pulso electromagnético va a determinar la distancia a la que el campo generado va a interactuar con los objetos metálicos, se pretende utilizar un circuito de descarga de energía con el uso de condensadores.
4. Lo que interesa en este tipo de circuitos, es la respuesta libre de la bobina una vez cesa el pulso; dicha información será recogida mediante un sensor.

- La salida del sensor se va a procesar mediante un microcontrolador, que es lo que le da un mayor interés y potencia a este método de detección.

En la **Figura 4-1** se ha dividido el diseño inicial aportado en la propuesta de proyecto en los distintos circuitos que lo componen, y que se van a desarrollar a continuación.

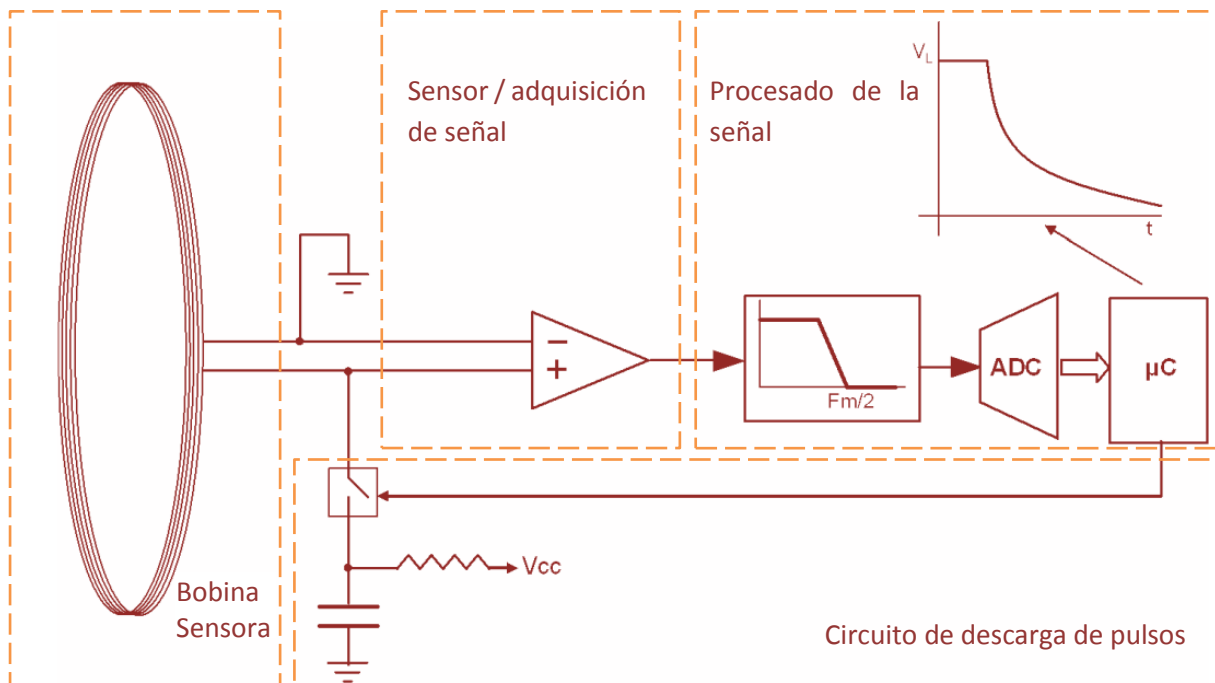


Figura 4-1: Concepto inicial de detector de metales por pulsos de inducción [14].

## Circuito de descarga de pulsos

A su vez se puede dividir entre la carga/descarga de energía, y la generación de pulsos.

Para el circuito de carga y descarga de energía se van a utilizar, tal como se aprecia en el esquema anterior, los ciclos transitorios de un circuito RC. Dicho ciclo sigue la siguiente fórmula:

$$v_C(t) = V_F \left( 1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right)$$

(4-1): Ciclo de carga de un condensador con condiciones iniciales nulas.

Dado que no se sabe exactamente qué valores van a funcionar mejor, han de hacerse varias estimaciones basadas en lo observado en la fase de investigación, y proponer distintos valores de condensadores. Esto implica que, para obtener un efecto similar a un condensador variable, se dejarán los espacios necesarios en la PCB (*Printed circuit board*) para añadir o quitar condensadores para realizar distintas pruebas con los mismos.

La generación de pulsos se puede conseguir de dos formas: programando el microcontrolador, o utilizando un temporizador analógico como es el N555. Para este proyecto se ha decidido realizarlo por ambos métodos, con la intención de probar el circuito analógico una vez construido, para permitir la realización de pruebas y ensayos mientras se alcanza un nivel satisfactorio de control mediante la programación del microcontrolador. La intención es diseñar un temporizador que opere en los modos monoestable y astable.

Otro apartado de este diseño es la elección del interruptor/puerta que se abrirá y cerrará con cada pulso. Ya ha sido mencionado que se ha decidido usar un MOSFET (*Metal oxide semiconductor Field effect transistor*) como puerta electrónica.

## Sensor y adquisición de la señal

Debido a los motivos expuestos en el apartado de materiales, se va a utilizar un amplificador de instrumentación. Éstos dispositivos son amplificadores diferenciales, y por tanto es necesario variar ligeramente el diseño mostrado en la **Figura 4-1** para evitar poner alguna entrada a tierra.

Es aconsejable que la mayor parte de la corriente generada debido a los efectos de la fem (fuerza contra-electromotriz) al cesar el pulso pase a través de la bobina, y no sea absorbida por el sensor. Aun siendo la corriente de polarización muy pequeña en los amplificadores de instrumentación, debido a su muy alta impedancia, los picos de tensión alcanzados pueden rondar varios cientos de voltios. Para evitarlo, se colocan resistencias en el ramal de conexión entre cada terminal de la bobina y la entrada al INA128.

Además, por el mismo motivo anterior, es conveniente proteger la entrada del amplificador contra las sobretensiones producidas en la bobina. Estos dispositivos son robustos, pero también caros, por lo que se le colocan dos Zener en contraposición a la entrada de cada ramal, y el otro extremo a tierra. En el apartado de cálculos se verán los valores escogidos.

## Procesado de la señal

Se concentra principalmente en el paso de la señal al microcontrolador y, por tanto, en el diseño del programa de control. Aquí se generarán los pulsos, se analizarán las muestras adquiridas mediante distintos algoritmos, y se generará una señal audible utilizando un piezoeléctrico.

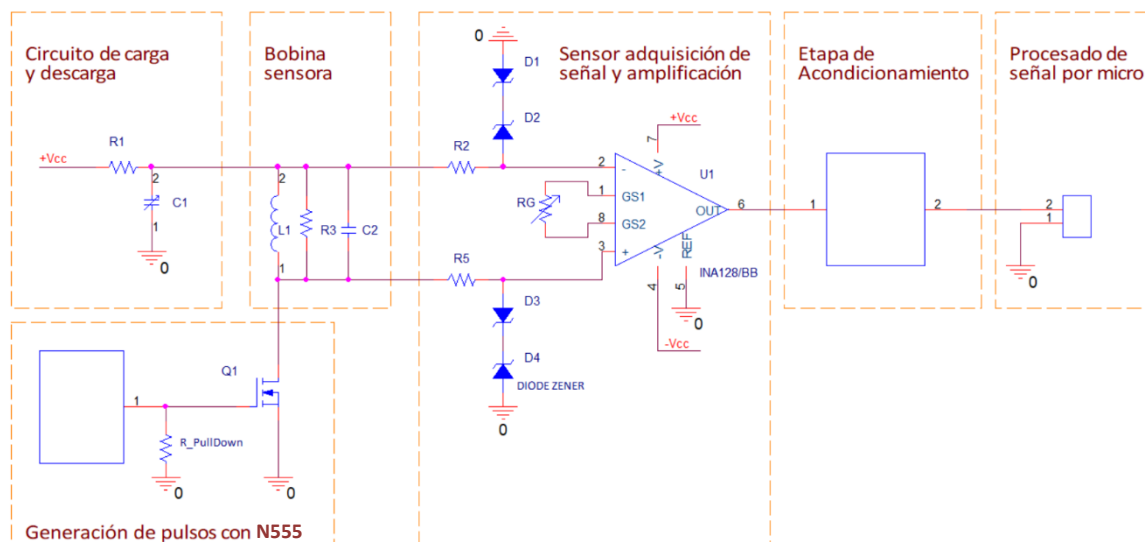


Figura 4-2: Diseño conceptual del esquema electrónico.

Sin embargo, antes de pasar la señal al microcontrolador, hay que adaptarla al rango de entrada de este. Esto se debe a que la salida del INA128 es bipolar y la entrada analógica del Arduino DUE es unipolar, además de ser de un valor mucho más bajo. Por lo tanto, se tiene que incorporar otro apartado al diseño: el acondicionamiento de la señal.

Queda el circuito diseñado conceptualmente y dividido en las partes a desarrollar en el apartado de cálculos. Hay que remarcar que, tal como se aprecia en la **Figura 4-2**, a la bobina se le han añadido una resistencia y condensador en paralelo con la intención de amortiguar la respuesta libre de la bobina y convertirla en una señal de primer orden. La idea parte de la observación en varios artículos relacionados con los detectores de metales por pulsos, cuya señal es tal como aparece en la gráfica incluida en la **Figura 4-1** [1], [10], [11]. Es necesario mencionar que la imagen de la **Figura 4-2** es meramente conceptual, y los nombres de los componentes que aparecen en esta no son los utilizados en los cálculos.

## 4.2.- Cálculos

El cálculo del circuito es, junto con un buen planteamiento en el diseño, la labor fundamental del ingeniero. Es aquí donde se muestran los conocimientos técnicos adquiridos durante la carrera. Cobra vital importancia este apartado, dado que, si se parten de resultados erróneos o poco cercanos a la realidad, puede llegar a ser imposible la adaptación del circuito una vez construido físicamente, además del peligro de romper algún componente, con los inconvenientes que eso conlleva.

En el caso de prototipos esta parte es todavía más delicada si cabe, puesto que no se sabe con exactitud qué es lo que se va buscando, y por esto, es necesario probar los valores dentro de rangos más o menos amplios, de manera que los valores finales se deducen en la fase de experimentación, una vez obtenidos resultados satisfactorios.

### Generación de pulsos

Utilizando el temporizador NE555N, se pretende diseñar con el mismo dispositivo un circuito que funcione en los modos monoestable y astable, mostrados en la **Figura 4-3**:

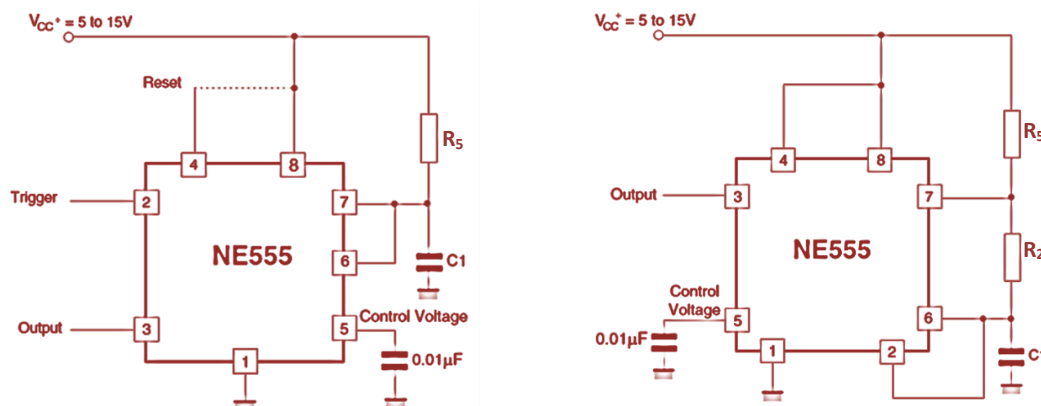


Figura 4-3: Modos monoestable (izqda.) y astable (dcha.) [28].

Partiendo del modo estable, se establecen las condiciones iniciales:

1. Se fija el valor del condensador en el pin 5 a 0.01  $\mu\text{F}$ , según la **Figura 4-3**.
2. Se fija el valor del condensador de carga ( $C_1$  en la imagen anterior) en 100 nF.
3. Se toman como referencias de frecuencia de pulsos el valor de 1 KHz de repetición de señal como valor típico, y un rango de 20 Hz – 10 KHz, con un ciclo de trabajo de 4-10 %, según se explica en [1], [16] y [27].
4. Según la hoja de datos del NE555N [28], el pulso mínimo alcanzable es de 10  $\mu\text{s}$ .

Se parte de la ecuación que describe los ciclos de carga y descarga de los condensadores en un circuito RC, como el que utiliza el NE555N en los modos monoestable y astable, tal que:

$$v_C(t) = V_F + e^{\frac{-t}{RC}}(V_i - V_F) \quad (4-2)$$

Donde  $v_C(t)$  representa el valor instantáneo de la tensión en el condensador,  $V_F$  y  $V_i$  son la tensión de carga final e inicial respectivamente, y  $RC$  son la magnitud de la resistencia multiplicada por la capacitancia de los componentes utilizados. De la ecuación (4-2) se llega a las ecuaciones que regulan los tiempos de carga y descarga, que se corresponden a su vez con los tiempos de pulso activo y en reposo respectivamente. Tales ecuaciones corresponden al modo astable:

$$\tau_C = (R_5 + R_2)C_1 \ln(2) \quad (4-3): \text{Tiempo de carga.}$$

$$\tau_D = R_2C_1 \ln(2) \quad (4-4): \text{Tiempo de descarga.}$$

Donde  $R_5$  y  $R_2$  corresponden con las resistencias que aparecen en la **Figura 4-3**, y lo mismo ocurre con  $C_1$ , valor de la capacitancia del condensador utilizado.

Se observa que, con este método, si se pretende alcanzar un ciclo de trabajo corto — relación entre el tiempo a nivel alto con respecto al nivel bajo del pulso—, se debería utilizar un valor de  $R_2 \gg R_5$ . En consecuencia, el ciclo de trabajo mínimo a conseguir de esta forma es del 50%. Hay que modificar el circuito propuesto por el fabricante. Lo más fácil como concepto es intentar diseñar un circuito tal que permita que la carga y la descarga utilicen una única resistencia, de forma que ambos ciclos sean independientes el uno del otro. Lo cual da la posibilidad de modificar los tiempos de cada zona del pulso según sea necesario. Una forma de conseguir esto es mediante el uso de diodos, colocándolos de manera que permitan o no el paso de corriente por el ramal de la resistencia que nos interesa. Esto se entiende mejor de forma visual en la **Figura 4-4**.

El funcionamiento del circuito descrito en la **Figura 4-4** es el siguiente:

1. Debido a la circuitería interna del NE555N, en el ciclo de carga, con salida a nivel alto, el diodo  $D_1$  se activa y cortocircuita el ramal donde se sitúa la resistencia que se quiere sea de descarga,  $R_2$ . Además, el diodo  $D_2$  se encuentra abierto.
2. En consecuencia, la corriente de carga  $I_C$  pasa por la rama formada por  $R_5$  y  $D_1$ .

3. Cuando el condensador se carga por encima del umbral interno de tensión, cambia la situación y comienza el ciclo de descarga, con salida a nivel bajo y la situación inversa de los diodos. D<sub>1</sub> se abre y D<sub>2</sub> cierra el ramal formado por R<sub>2</sub> y D<sub>2</sub>. En el extremo de R<sub>2</sub> la tensión es 0 V, forzando la descarga del condensador sólo por R<sub>2</sub>.

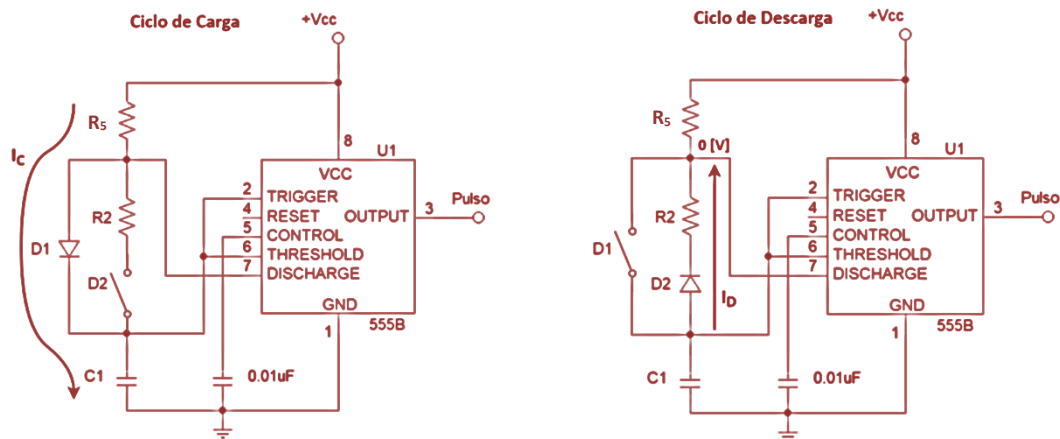


Figura 4-4: Temporizador modificado. Funcionamiento de ciclos de carga (izqda.) y descarga (dcha.).

Diseñado el circuito, se vuelve a utilizar la ecuación (4.2) que modela la carga de un condensador en un circuito RC. Debido a que la tensión máxima se ve limitada por la existencia de los diodos, las ecuaciones resultan en el siguiente desarrollo de ecuaciones:

Para el ciclo de carga:

$$v_C(t) = V_F + e^{\frac{-t}{R_5 C_1}} (V_i - V_F) \begin{cases} V_F = V_{CC} - V_D \\ V_i = \frac{1}{3} V_{CC} \\ V_C = \frac{2}{3} V_{CC} \end{cases} \Rightarrow \frac{2}{3} V_{CC} = V_{CC} - V_D + \left( \frac{1}{3} V_{CC} - V_{CC} + V_D \right) e^{\frac{-t}{R_5 C_1}}$$

$$\frac{3V_D - V_{CC}}{3} = \frac{3V_D - 2V_{CC}}{3} e^{\frac{-t}{R_5 C_1}} \Rightarrow \ln\left(\frac{2V_{CC} - 3V_D}{V_{CC} - 3V_D}\right) = \frac{t}{R_5 C_1} \Rightarrow$$

$$\tau_C = R_5 C_1 \ln\left(\frac{2V_{CC} - 3V_D}{V_{CC} - 3V_D}\right)$$

(4-5): Tiempo de carga con diodos.

Para el ciclo de descarga:

$$\begin{cases} V_F = V_D - 0 \\ V_i = \frac{2}{3} V_{CC} \\ V_C = \frac{1}{3} V_{CC} \end{cases} \Rightarrow \frac{1}{3} V_{CC} = V_D + \left( \frac{2}{3} V_{CC} - V_D \right) e^{\frac{-t}{R_2 C_1}} \Rightarrow \frac{V_{CC} - 3V_D}{3} = \frac{2V_{CC} - 3V_D}{3} e^{\frac{-t}{R_2 C_1}} \Rightarrow$$

$$\tau_D = R_2 C_1 \ln\left(\frac{2V_{CC} - 3V_D}{V_{CC} - 3V_D}\right)$$

(4-6): Tiempo de descarga con diodos.

Donde  $V_D$  es la tensión que cae en cada diodo y  $V_{CC}$  es la tensión de alimentación. Para determinar el valor de  $V_D$ , es preciso revisar la hoja de datos de los diodos shottky empleados [29], donde se fijan los posibles valores de la tensión umbral, que depende de la corriente a su través. Dado que el ciclo activo va a ser siempre menor que el ciclo en reposo, la resistencia correspondiente será también siempre menor, y en consecuencia su corriente será mayor. Reordenando la ecuación (4-5) para despejar el valor de la resistencia  $R_5$ , se utiliza un valor de prueba inicial de  $V_D = 0.34$  V y un tiempo mínimo de 50  $\mu$ s:

$$R_5 = \frac{\tau_C}{C_1 \ln\left(\frac{2V_{CC} - 3V_D}{V_{CC} - 3V_D}\right)} = \frac{50\mu s}{100nF \cdot \ln\left(\frac{20 - 1.02}{10 - 1.02}\right)} \approx 670 \Omega \quad (4-7)$$

$$I_C \approx \frac{V_{CC}}{R_5} = \frac{10V}{670\Omega} = 15mA \quad (4-8)$$

Es cierto que 15 mA es el valor máximo que alcanza la corriente cuando inicia el ciclo de carga y que el promedio es mucho menor, pero se va a utilizar este valor como referencia aproximada para realizar el cálculo. La curva de corriente  $I_C$  se puede ver en la **Figura 4-5**.

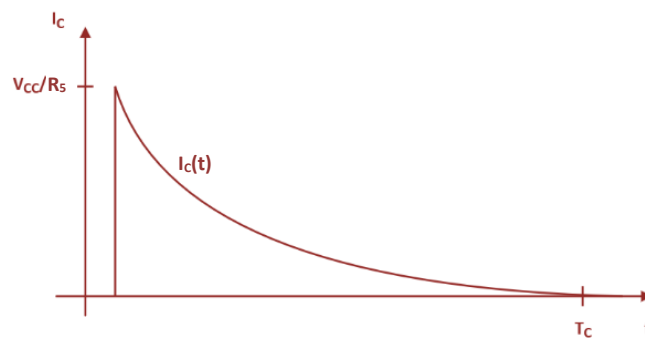


Figura 4-5: Evolución de la corriente en la carga de un condensador.

Según la hoja de datos de NE555N [29], para corrientes de 100 mA el voltaje a través del shottky cae en 0.34 V. En el mismo documento se muestra una curva de la variación de este voltaje con respecto a la corriente, llegando a un valor de  $V_D = 0.1$  V para corrientes muy bajas. Sin embargo, se va a considerar el voltaje  $V_D = 0.34$  V como valor de referencia.

Antes de hacer una tabla con los posibles valores de resistencias a utilizar, se va a calcular para qué valor de resistencia se supera la potencia máxima de disipación. En las resistencias de uso general, la potencia máxima es de 250 mW. Esto implica calcular la potencia disipada en el intervalo del ciclo activo. Siguiendo el mismo procedimiento que en (4-5), eliminando  $V_D$  de la ecuación, se llega a:

$$v_C(t) = V_{CC} \left(1 - \frac{2}{3} e^{-\frac{t}{R_5 C_1}}\right) \quad (4-9)$$

Análogamente a la ecuación (4-9), se representa la gráfica de la evolución de la tensión en el condensador en la **Figura 4-6**. Para obtener la potencia de dicha señal, es necesario integrar entre el intervalo que va de 0 a  $\tau_C = R_5 C_1 \ln(2)$ , desarrollada en la ecuación

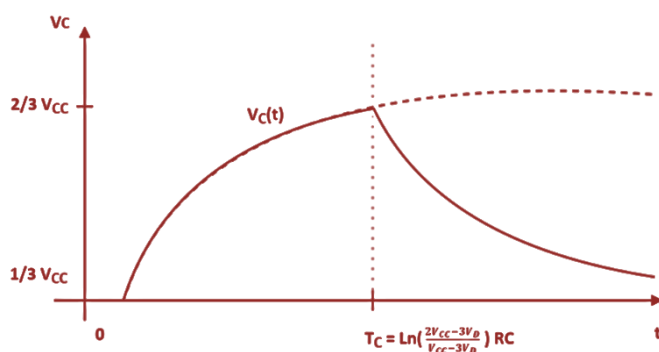


Figura 4-6: Gráfica de la tensión instantánea  $v_C(t)$  del condensador para ciclo astable del NE555N.

$$P = \frac{1}{\tau_C} \int_0^{\tau_C} \frac{|V_C(t)|^2}{R_5} dt = \frac{V_{CC}^2}{\tau_C R_5} \int_0^{\tau_C} \left(1 - \frac{2}{3} e^{\frac{-t}{R_5 C_1}}\right)^2 dt \quad (4-10)$$

Se integra y se sustituye  $\tau_C = R_5 C_1 \ln(2)$ . Se utiliza este valor sin incluir los diodos por simplificar los cálculos, considerando el dato así más desfavorable.

$$P = \frac{V_{CC}^2}{R_5} \left(1 - \frac{1}{2 \cdot \ln(2)}\right) = 250 \text{ mW} \quad (4-11)$$

Se despeja el valor de  $R_5$ .

$$R_5 \geq \frac{V_{CC}^2}{P} \left(1 - \frac{1}{2 \cdot \ln(2)}\right) \geq \frac{10^2 \text{ V}^2}{0.250 \text{ W}} \left(1 - \frac{1}{2 \cdot \ln(2)}\right) \geq 111.5 \Omega \quad (4-12)$$

Por tanto, el valor de  $R_5$  que proporciona un ancho de pulso de  $50 \mu\text{s}$ , de  $R_5 = 670 \Omega$ , cumple con el límite marcado por el consumo de potencia y no se sobrecalentará.

A continuación, y utilizando cálculos basados en las ecuaciones (4-5) y (4-6), se elabora la **Tabla 4-1** con los posibles valores de resistencias en función de los anchos de pulso:

Tabla 4-1: Valores de resistencias a usar en NE555N en función de los tiempos de pulso.

$T_C$ ( $\mu\text{s}$ )	$R_5$ ( $\text{K}\Omega$ )	$T_D$ (ms)	$R_2$ ( $\text{K}\Omega$ )
2000	26.73	50	668.11
1000	13.36	10	133.62
500	6.68	5	66.81
100	1.34	1	13.36
50	0.67	0.50	6.68

Es conveniente notar que los valores obtenidos en la **Tabla 4-1** serán susceptibles de cambios, debido a nuevos cálculos basados en las mismas ecuaciones y/o como consecuencia de las sucesivas pruebas realizadas en laboratorio. Es por este motivo que los valores difieren con los utilizados en el diseño final y el prototipo construido.



Lo que interesa de la tabla anterior son los valores extremos. Se colocará el resistor de menor valor como fijo, y el resto hasta alcanzar el valor más alto lo aportará una resistencia variable o potenciómetro. Esto, sin embargo, tiene sus inconvenientes. Rangos demasiado amplios son difícilmente abarcables por un único potenciómetro por lazo, y aún peor si éste es de pocas vueltas o baja precisión. En este trabajo se va a utilizar un solo potenciómetro por lazo, lo que forzará a realizar algunas pruebas hasta dar con valores razonablemente sensibles.

Por último, es pertinente comentar que se ha hecho posible el fusionar los modos monoestable y astable con un NE555N gracias a la utilización de un interruptor de actuador deslizante SSA22, que se compone de 6 pines, 2 de los cuales son comunes. Con este componente, basta con conmutar las dos conexiones que varían entre los dos diseños de la **Figura 4-4**, esto es, los pines 6 y 2, de “*Threshold*” y “*trigger*” respectivamente.

## Circuito de descarga RC

Los pulsos en el detector, en su modo normal de funcionamiento, van a ser pulsos continuos con un determinado ciclo de trabajo, esto es, la relación entre la parte activa y en reposo del pulso. Al observar detenidamente el esquema de la **Figura 4-2**, es fácil deducir lo siguiente:

1. Mientras la puerta MOSFET esté abierta, el condensador en RC se está cargando.
2. Cuando la puerta se cierra, se cierra también el circuito y queda el condensador en paralelo con la bobina. La señal oscila mientras se descarga el condensador.

Esto quiere decir que se han de estudiar circuitos distintos para la carga y la descarga.

### *Carga del circuito RC*

En el tramo en el cual el pulso está en reposo, la puerta MOSFET permanece abierta, quedando sólo el circuito RC (ver **Figura 4-7**).

Partiendo de la **(4-1)** de los ciclos de carga y descarga, el tiempo que se tarda en cargar el condensador hasta el 95% de la tensión máxima es 3 veces la constante de tiempo:

$$\tau = R_6 \cdot C_x \quad (4-13): \text{ Constante de tiempo del ciclo de carga.}$$

$$T = 3\tau = 3 \cdot R_6 \cdot C_x \quad (4-14): \text{ Tiempo en cargar } C_x \text{ al 95\% de su capacidad.}$$

Siendo  $R_6$  la resistencia a través de la cual se carga el condensador, y  $C_x$  el condensador que carga. Este condensador aparece con el sufijo x, y con una flecha en la imagen de la **Figura 4-7** que indica que es variable, porque se tiene la intención de fabricarse un condensador variable mediante el uso de varios condensadores en el mismo circuito. Esto implica que, una vez hecho el prototipo, para cambiar el valor de capacitancia habrá que soldar o desoldar componentes.

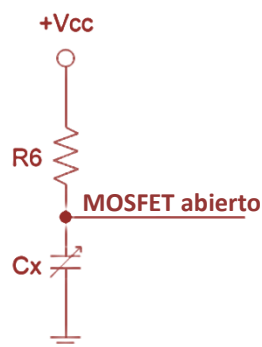


Figura 4-7: Circuito RC en fase de carga del condensador C<sub>x</sub>.

De la **Tabla 4-1** se extraen los valores máximo y mínimo para los tiempos de carga. Hay que prestar especial atención en este momento para evitar confundir los tiempos de carga del condensador C<sub>1</sub> del temporizador, que transcurre mientras el pulso de este está “on” y el MOSFET cierra el circuito, con el tiempo de carga del condensador de la **Figura 4-7**. C<sub>x</sub> se carga en el caso opuesto, cuando el pulso está en su fase de reposo y, por tanto, se han de extraer los datos de la columna de tiempos de descarga, cuyo rango es 500 μs – 50 ms.

Antes de poder deducir valores de C<sub>x</sub> es necesario definir R<sub>6</sub>. Interesa que sea un valor pequeño, para que la caída de tensión no sea muy grande y se transmita la mayor cantidad de energía al condensador. Se barajan resistencias de entre algunos cientos de Ω hasta un par de KΩ. Las pruebas en simulación y en los ensayos posteriores aconsejan utilizar una R<sub>6</sub> = 400 Ω.

Se sustituyen los tiempos y la resistencia y se despeja C<sub>x</sub> de la ecuación **(4-14)**:

$$C_x = \frac{T}{3R_6} = \begin{cases} T = 50 \text{ ms} \Rightarrow C_x = \frac{0.05 \text{ s}}{3 \cdot 400 \Omega} = 41.7 \mu\text{F} \\ T = 500 \mu\text{s} \Rightarrow C_x = \frac{500 \mu\text{s}}{3 \cdot 400 \Omega} = 417 \text{ nF} \end{cases} \quad (4-15)$$

Tras revisar las opciones de condensadores en el mercado, sabiendo que para ciclos de carga y descarga se recomiendan los condensadores de película de poliéster por su baja absorción, valores del orden de 42 μF son muy caros y demasiado grandes. Lo mejor que se encuentra, dentro de lo razonable, es de 22 μF. Se pueden comprar varios y soldar uno a cada lado de la placa PCB para hacer la prueba. El valor inferior calculado en la ecuación **(4-15)** ha de ser posteriormente comparado con el valor necesario en el ciclo de descarga.

### Descarga del circuito RC

Al cerrarse la puerta MOSFET, el circuito RC conecta con la bobina y cierra el circuito con la tierra. Esto genera un circuito oscilante. Hay que estudiar el punto óptimo de apertura de la puerta para que la mayor cantidad de energía esté almacenada en la bobina en ese instante. De esa forma, se consiguen los mayores picos de tensión como consecuencia de la fem que recorre la bobina, al oponerse a la caída rápida de la energía almacenada en ella.

Se sabe que la corriente en las bobinas se encuentra desfasada 90° con respecto del voltaje. Analizando la **Figura 4-8** se determina que el ancho de pulso ideal va a ser de un cuarto del periodo de la señal oscilatoria; punto en el cual la tensión se ha descargado a cero y la corriente

es máxima. Esto a su vez implica que toda la energía del sistema se encuentra almacenada en la bobina como campo magnético.

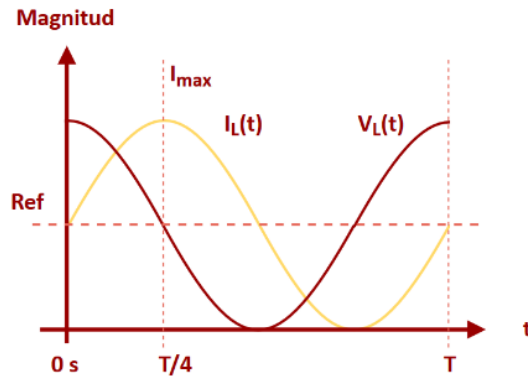


Figura 4-8: Oscilación de tensión y corriente en circuito LC. Análisis de corriente máxima.

El circuito que se forma al cerrarse la puerta MOSFET se muestra en la **Figura 4-9**, ya transformado al dominio de *Laplace*. Es un circuito simplificado, para calcular los tiempos aproximados de forma rápida, sin tener en cuenta el esquema de una inductancia real. Los errores serán absorbidos mediante ensayos de laboratorio y variando el valor de los potenciómetros y condensadores.

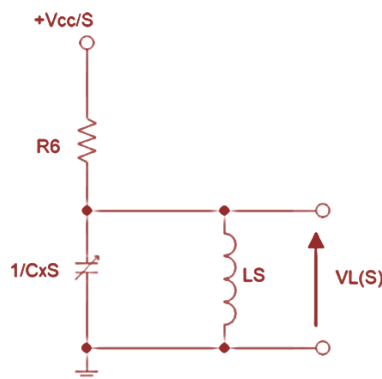


Figura 4-9: Circuito cerrado L-C en el dominio de Laplace.

La ecuación que rige el comportamiento de la tensión en la bobina en el dominio de *Laplace* es la siguiente:

$$V_L(S) = \frac{V_{CC}/R_6 C_x}{s^2 + \frac{1}{R_6 C_x} s + \frac{1}{LC_x}} \rightarrow \begin{cases} \omega_n = 1/\sqrt{LC_x} \\ T = 2\pi\sqrt{LC_x} \end{cases} \quad (4-16)$$

Donde  $V_L(S)$  es la tensión en la bobina en el dominio de Laplace,  $V_{cc}$  es la tensión de alimentación,  $\omega_n$  es la pulsación del sistema, y  $T$  es el tiempo de un periodo completo.  $L$  es la inductancia y su valor se ha estimado en  $\sim 35$  mH. Como se ha mencionado antes al analizar la **Figura 4-8**, se busca el tiempo de un cuarto del periodo. Basta con sustituir los tiempos de la **Tabla 4-1** debajo de la columna  $T_c$  por un cuarto del periodo, y volver a despejar  $C_x$ . Tal proceso se desarrolla en la siguiente ecuación.

$$C_x = \left(\frac{2T/4}{\pi}\right)^2 \cdot \frac{1}{L} \Rightarrow \begin{cases} T/4 = 2 \text{ ms} \Rightarrow C_x \approx 46 [\mu F] \\ T/4 = 50 \mu s \Rightarrow C_x \approx 29 [nF] \end{cases} \quad (4-17)$$

Según lo anterior, para alcanzar el valor del rango superior de ancho de pulso fijado en 2 ms, se deberían de utilizar los dos condensadores soldados a cada lado de la placa, como se mencionó en párrafos anteriores. Si se dejase  $C_x$  en 22  $\mu F$   $\rightarrow$  el cuarto del periodo se reduce a 1.4 ms. En cuanto al valor inferior, en principio no hay problema, salvo que es un valor quizás pequeño, y es posible que no almacene suficiente cantidad de energía como para provocar la detección de metales.

Por último, se realiza un análisis energético de los condensadores en la siguiente ecuación:

$$E_C = \frac{1}{2} C_x V_C^2 \quad (4-18)$$

Siendo  $V_C$  la tensión máxima alcanzable por el condensador  $C_x$ , la cual en este caso es la tensión de alimentación, que llegará a 15 V, y  $E_C$  la energía almacenada en el condensador. Sustituyendo los dos valores de capacitancia queda:

$$\begin{cases} C_x = 22 \mu F \Rightarrow E_C = \frac{1}{2} (22 \mu F) 15^2 V^2 = 2.48 \text{ mJ} \\ C_x = 29 \text{ nF} \Rightarrow E_C = \frac{1}{2} (29 \text{ nF}) 15^2 V^2 = 3.26 \mu J \end{cases} \quad (4-19)$$

## **Bobina**

Es el elemento fundamental de cualquier detector de metales. La dificultad en su construcción, el tiempo que conlleva el proceso, y la escasa adaptabilidad del elemento, hacen del diseño de este uno de los apartados en que prestar mayor atención. Los cálculos necesarios para un buen diseño de bobina se describen a continuación:

1. El tamaño o diámetro.
2. Número de vueltas. Íntimamente relacionado con el apartado anterior, en el sentido de que de ambos valores depende la inductancia de la bobina y, en consecuencia, su comportamiento.

Finalizados los cálculos geométricos, es necesario realizar comprobaciones y simulaciones con dichos datos, para adaptarlos al sistema particular y asegurar su correcto funcionamiento. Las fases que seguir son:

1. Realizar simulaciones con distintos valores.
2. Realizar análisis de la bobina construida.
3. Obtención de valores de componentes necesarios para amortiguar la señal de la bobina sin enmascarar datos. Simular y comparar.

### Diámetro de la bobina

El tamaño de la bobina condiciona la detección de metales. Cabezales de pequeño tamaño, además de ser más manipulables tienen mayor sensibilidad a los objetos pequeños. Por el contrario, bobinas de mayor tamaño obtienen un mayor rango y profundidad en la detección, en detrimento de su sensibilidad. Permiten, además, detectar objetos de mayor tamaño [1], [27].

No hay que olvidar la frecuencia de resonancia propia de la bobina, ya que, si se hace coincidir con la del metal a detectar, la transferencia de energía será óptima y se mejorará la sensibilidad del dispositivo. Sin embargo, es posible provocar ligeras variaciones a posteriori añadiendo un condensador en paralelo.

Algunos autores como Kim, Bobae et al. [16], estudian cómo influye en la detección las variaciones en la construcción de una bobina plana y cuadrada. Su proyecto utiliza un tamaño exterior de 45 cm. En la tesis de Svatoš [1], se argumenta cómo bobinas de tamaños por debajo de los 15 cm de diámetro —circulares— se consideran pequeñas, mientras que se estiman grandes por encima de los 25 cm.

Antes de tomar una decisión al respecto, es conveniente recordar que el tamaño y el número de espiras es directamente proporcional a la inductancia, tal como establece la ecuación (4-20) más adelante. A su vez, cuanto menor sea  $L$ , menor será la constante de tiempo con la que decae la señal en la bobina, y menor es el tiempo que tiene el ADC (*Analog to Digital Converter*) de Arduino DUE para muestrear la señal. Como consecuencia, hay que obtener unos niveles relativamente altos de inductancia. Por estos motivos, y teniendo en cuenta lo utilizado en los artículos estudiados, se consideran tamaños de 20 – 30 cm.

$$L = \frac{n^2 d^2}{40d + 110l} \quad (4-20)$$

Siendo  $L$  la inductancia en  $\mu\text{H}$ ,  $n$  el número de espiras,  $d$  el diámetro en cm medido entre los centros de la sección transversal del conjunto de espiras, y  $l$  es el ancho (canto de la bobina) ocupado por el conjunto de espiras en cm.

### Número de espiras

En el apartado de métodos ya se introdujo el hecho de que, para obtener un efecto similar a una única espira, la bobina se construye colocando la misma cantidad de espiras en la vertical como en la horizontal de su sección transversal.

La bobina plana de forma cuadrada ya estudiada en el apartado precedente emplea en sus ensayos bobinas de distinto número de vueltas, desde 21 hasta 34 [16]. Un modelo comercial para todo tipo de terrenos —*All Terrain Mine Detector* diseñado por la compañía australiana *Schiebel*—, se fabrica con dos bobinas, una transmisora y otra receptora. La receptora consta de 190 vueltas de cobre [1].

Se decide inicialmente el hacer varias pruebas variando el número de vueltas entre 100 y 225 ( $10^2$  y  $15^2$ ), con los diámetros de 20 y 30 cm. Tras sustituir en la ecuación (4-20), resulta:

$$d = 20 \text{ cm} \rightarrow \begin{cases} n = 100 \rightarrow L = \frac{100^2 20^2}{40 \cdot 20 + 110 \cdot 1} = 4.4 \text{ mH} \\ n = 225 \rightarrow L = \frac{225^2 20^2}{40 \cdot 20 + 110 \cdot 1.5} = 21.0 \text{ mH} \end{cases} \quad (4-21)$$

$$d = 30 \text{ cm} \rightarrow \begin{cases} n = 100 \rightarrow L = \frac{100^2 30^2}{40 \cdot 30 + 110 \cdot 1} = 6.9 \text{ mH} \\ n = 225 \rightarrow L = \frac{225^2 30^2}{40 \cdot 30 + 110 \cdot 1.5} = 33.4 \text{ mH} \end{cases} \quad (4-22)$$

En las ecuaciones anteriores, el valor de  $l$  se deduce sabiendo que el hilo a utilizar es de 1 mm de diámetro, y que para  $n = 100$  hay 10 cables juntos en la horizontal, juntando en total 1 cm. Para  $n = 225$  hay 15 cables, dando 1.5 cm de sección.

### Simulaciones, pruebas y cálculos iniciales

Ahora sí es preciso realizar un análisis de la bobina real, aun si hay que hacer un par de suposiciones acerca de los valores internos de su impedancia (ver **Figura 4-10**).

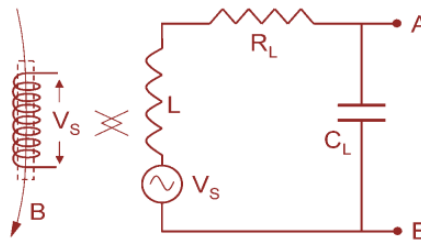


Figura 4-10: Modelo real de bobina sensor [30].

La **Figura 4-10** muestra un modelo de bobina real utilizado por los tutores de este TFG en un artículo publicado, en el que incluye la tensión inducida en la misma como  $V_s$ . Sin embargo, aquí se va a analizar la impedancia de ésta desde los puntos AB de la misma imagen, en el dominio de *Laplace*. Su impedancia en  $S$  resulta en la siguiente ecuación:

$$Z(S) = \frac{\frac{R_L}{LC_L} \left( \frac{L}{R_L} s + 1 \right)}{s^2 + \frac{R_L}{L} s + \frac{1}{LC_L}} \quad (4-23)$$

En la ecuación **(4-23)**  $R_L$  y  $C_L$  son la resistencia y la capacitancia internas de la bobina, y  $L$  su inductancia.  $Z(S)$  representa la impedancia en el dominio de *Laplace*. De aquí se deduce la frecuencia angular  $\omega_n = 1/\sqrt{LC_L}$  y por tanto su frecuencia de resonancia  $f_o = 1/(2\pi\sqrt{LC_L})$ . Esto, de forma aproximada, viene a indicar que el periodo de la señal —que es la inversa de su  $f_o$ — es el tiempo que tardará la corriente de la bobina en decaer de su valor máximo. Esto es, suponiendo que el condensador ha podido descargar toda su energía para que ésta sea almacenada en la bobina. Suponiendo un valor para la capacitancia de  $C_L = 1 \text{ pF}$ , se muestra el periodo de la señal para la inductancia máxima calculada de  $L = 33.4 \text{ mH}$ :

$$T = \frac{2\pi}{\omega_n} = 2\pi\sqrt{LC_L} = 2\pi\sqrt{33.4 \text{ mH } 1 \text{ pF}} = 1.15 \mu\text{s} \quad (4-24)$$

El pico de tensión producido al decaer la corriente depende tanto de la energía almacenada como de la velocidad en que la corriente decae. La energía almacenada en el condensador  $C_x$  ha de pasar a la bobina según la ecuación:

$$\frac{1}{2}C_x V_{CC}^2 = \frac{1}{2}LI_{max}^2 \quad (4-25)$$

Recordando que la energía se almacena en el condensador  $C_x$ , el cual en los cálculos a mostrar a continuación toma el valor de 22  $\mu\text{F}$ , quedando:

$$I_{max} = \sqrt{\frac{C_x V_{CC}^2}{L}} = \sqrt{22 \mu\text{F} \frac{15^2 \text{V}^2}{33.4 \text{ mH}}} = 385 \text{ mA} \quad (4-26)$$

Haciendo una simplificación, considerando ahora el sistema como un R-L en cuanto a su análisis energético, para determinar de manera aproximada el pico de tensión a esperar en el instante inicial, cuando la corriente es máxima en la bobina. Un estudio en el dominio del tiempo desarrollado en el libro de física universitaria escrito por *Young et al.* [2], determina que la tasa de cambio máxima de la corriente es igual a:

$$\left(\frac{di}{dt}\right)_{inicial} = \frac{\mathcal{E}}{L} \quad (4-27)$$

Donde  $\mathcal{E}$  es la fem autoinducida en la bobina. Puesto que se tiene como dato la corriente que decae, el tiempo que tarda en decaer y la inductancia de la bobina, se puede calcular de forma aproximada —se han realizado numerosas suposiciones y simplificaciones— la tensión máxima:

$$\left(\frac{di}{dt}\right)_{inicial} = \frac{I_{max}}{T} = \frac{\mathcal{E}}{L} \Rightarrow \mathcal{E} = \frac{I_{max}L}{T} = \frac{385 \text{ mA } 33.4 \text{ mH}}{1.15 \mu\text{s}} = 11.2 \text{ KV} \quad (4-28)$$

Se procede a realizar varias simulaciones con *PSpice 9.2*, para comprobar y corroborar los resultados obtenidos hasta el momento. Para este modelo, representado en la **Figura 4-11**, se ha considerado la resistencia serie de la bobina como  $R = 10 \Omega$  ( $R_{serie}$  en la figura).

Para la simulación, se da un pulso mediante el generador de pulsos de la **Figura 4-11** llamado  $V_1$  de 1.4 ms. Lo primero es comprobar la correcta descarga de  $C_x$  en la **Figura 4-12**.

En la gráfica más adelante, en el cursor resaltado en naranja, que indica el voltaje en el condensador —en línea gruesa—, cuando cesa el pulso, muestra 2.1 V. Aun sin llegar a cero voltios, la corriente en la bobina ya empieza a decaer cerca del final del pulso, por tanto, no se le da importancia a este factor. Se considera satisfactorio por el momento. La línea discontinua en forma de onda cuadrada es el pulso. En la **Figura 4-13** se comprueban los valores de la corriente (línea continua más gruesa) al terminar el pulso. Para el valor de magnitud se ha escogido un tramo en la mitad del rango, donde la pendiente es máxima.

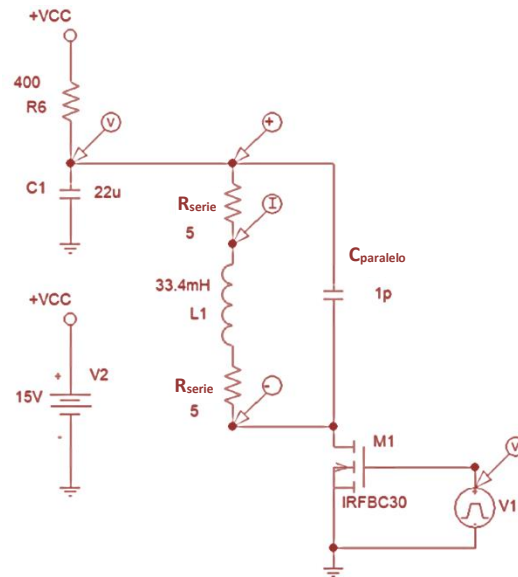


Figura 4-11: Modelo PSpice para simular el comportamiento de la bobina real.

Si el valor máximo de corriente se estimó en 385 mA, la simulación muestra 310 mA antes de decaer la señal. Y si se toman valores del tiempo que transcurre hasta que este valor se hace cero, aproximadamente se obtienen 1.7  $\mu$ s. Datos que no difieren demasiado con lo esperado.

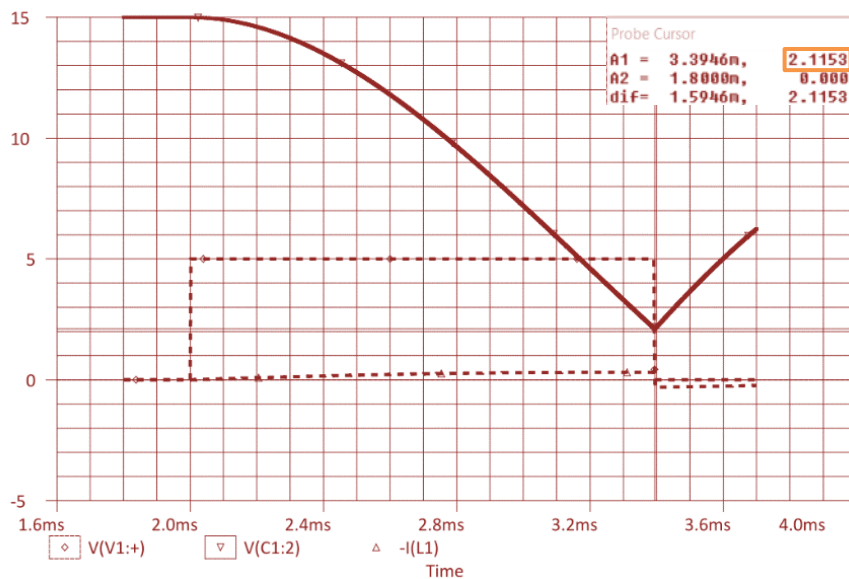


Figura 4-12: Ciclo de descarga de la energía del condensador. El cursor indica el valor de voltaje.

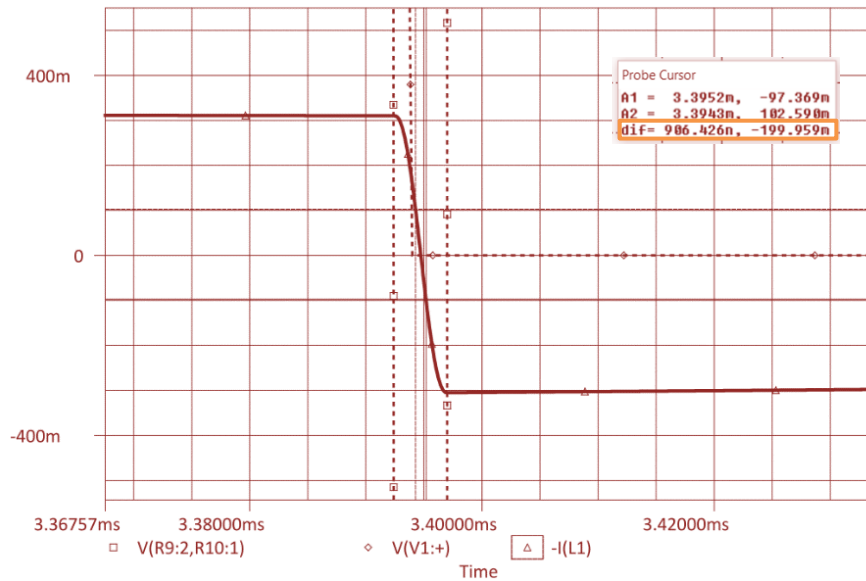
Tomando los valores de tiempo y magnitud resaltados en **Figura 4-13** para calcular la pendiente, se calcula la tasa de variación de la corriente y se comparan resultados:

$$\left(\frac{di}{dt}\right)_{inicial} = \frac{\mathcal{E}}{L} \Rightarrow \mathcal{E} = L \left(\frac{di}{dt}\right)_{inicial} = 33.4 \text{ mH} \frac{199.96 \text{ mA}}{906.43 \text{ ns}} = 7.37 \text{ KV} \quad (4-29)$$

Es cerca de un 60% menor a lo calculado, sin embargo, se sabía que esto ocurriría al realizar las simplificaciones. Aun así, se observa que dichos cálculos no están desencaminados, cuando

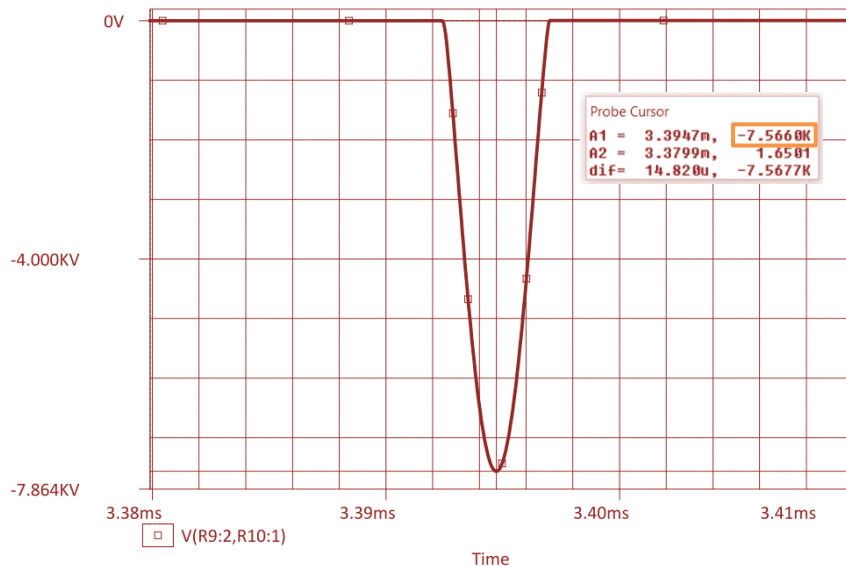


en la **Figura 4-14** el pico de tensión es de 7.56 KV, tal como muestra el cuadro de datos resaltado en naranja.



**Figura 4-13: Salto de corriente en la bobina al cesar el pulso. Valores de tiempo y magnitud resaltados.**

No se ha incidido demasiado en lo poco que tarda la señal en decaer, y eso se debe a que es posible ampliarlo un poco con la correcta amortiguación de la señal, y con la fase de amplificación. Aun así, es un punto importante. La velocidad máxima de adquisición del ADC de Arduino DUE es de 1 MHz, cuando sólo se encuentra implementado código para adquisición de datos. Además, para su correcto funcionamiento, contando con lo grueso que va a ser el código, cuanto más se pueda reducir dicha velocidad, mejor.

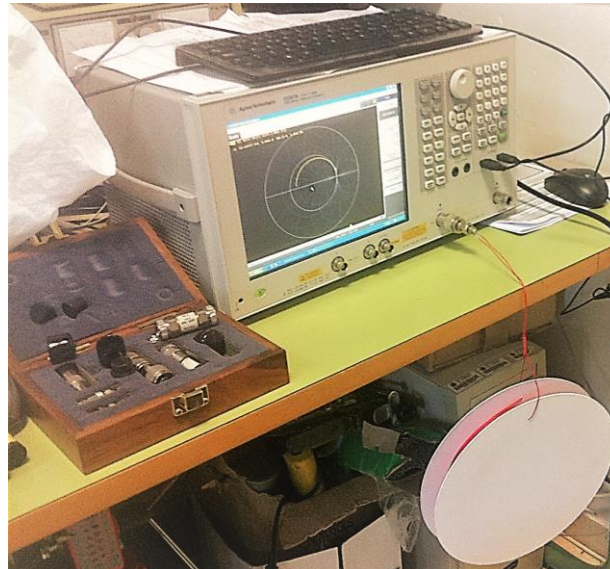


**Figura 4-14: Pico de tensión causado en la bobina. Respuesta libre.**

Finalmente, y juzgando todo lo anterior, se decide por construir una bobina de 30 cm de diámetro y 225 vueltas, 15 espiras de 1 mm formando el canto y 15 capas en vertical, hasta conseguir una espira de 1.5 cm<sup>2</sup>.

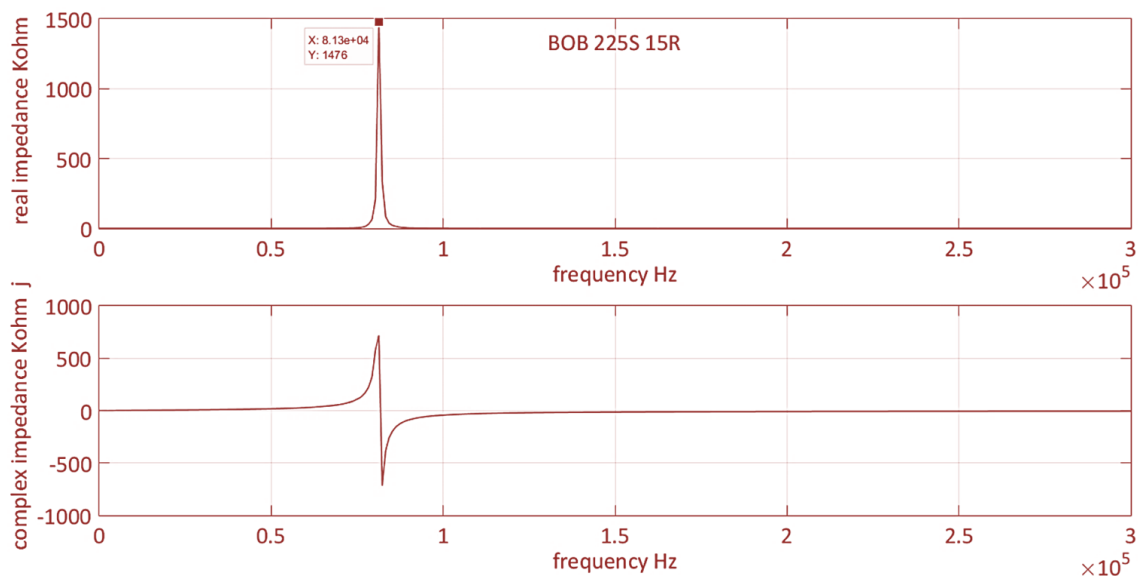
### *Análisis de bobina construida*

Una vez construida la bobina, ésta se conecta al analizador vectorial de la casa Agilent Technologies modelo E5061B propiedad del departamento de electrónica de la UAL (Universidad de Almería) (ver **Figura 4-15**). Se calibra el dispositivo con una resistencia de precisión, y se procede con la medida.



**Figura 4-15: Análisis de impedancia en laboratorio de la bobina construida.**

El análisis anterior da como resultado la gráfica de la **Figura 4-16**, que modela en frecuencia la magnitud y fase de la impedancia compleja de la bobina.



**Figura 4-16: Análisis en frecuencia de impedancia compleja de la bobina. Magnitud y fase.**

Además, el análisis vectorial de la bobina de 30 cm y 225 vueltas construida, aporta otra serie de datos importantes:

1. Inductancia de 34.78 mH.

2. Resistencia a baja frecuencia de 20 Ω.
3. Frecuencia de resonancia de 81.3 KHz. Se puede ver en la **Figura 4-16**.

Se realizan pruebas con los datos obtenidos, simulando la variación de la señal obtenida en frecuencia, para distintos valores de resistencias y condensadores en paralelo.

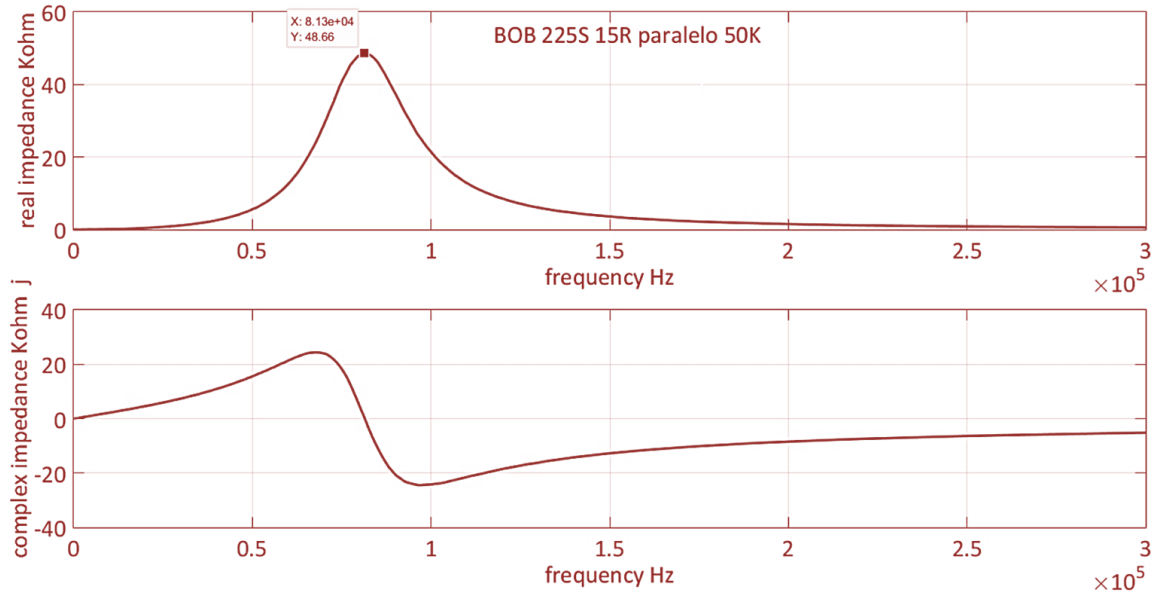


Figura 4-17: Respuesta en frecuencia de Bobina 225S con 50 KΩ en paralelo.

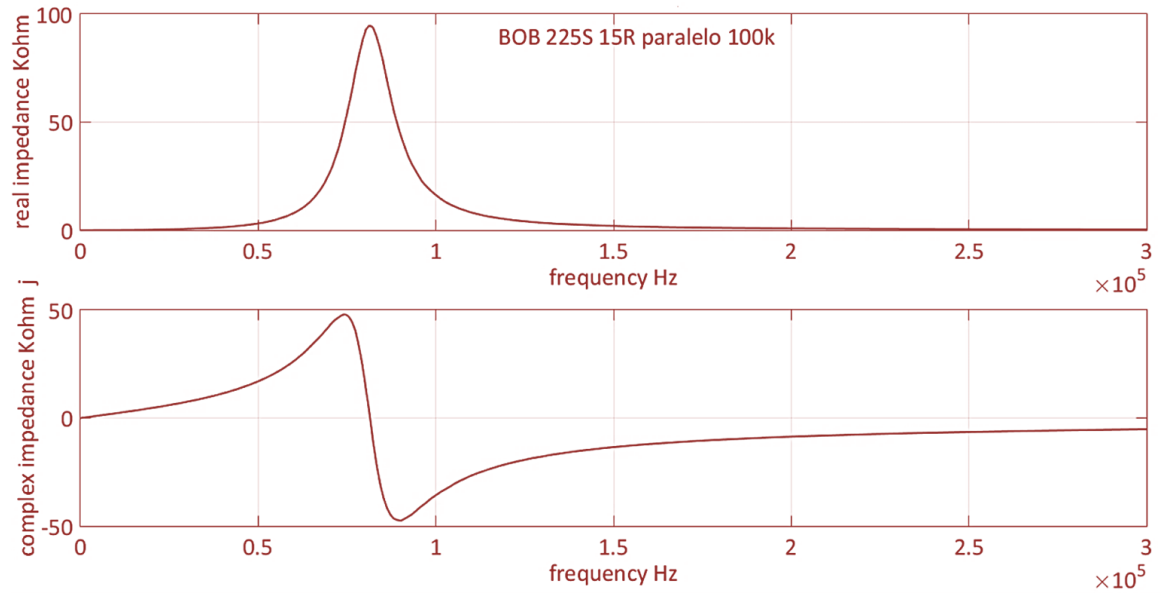


Figura 4-18: Respuesta en frecuencia de Bobina 225S con 100 KΩ en paralelo.

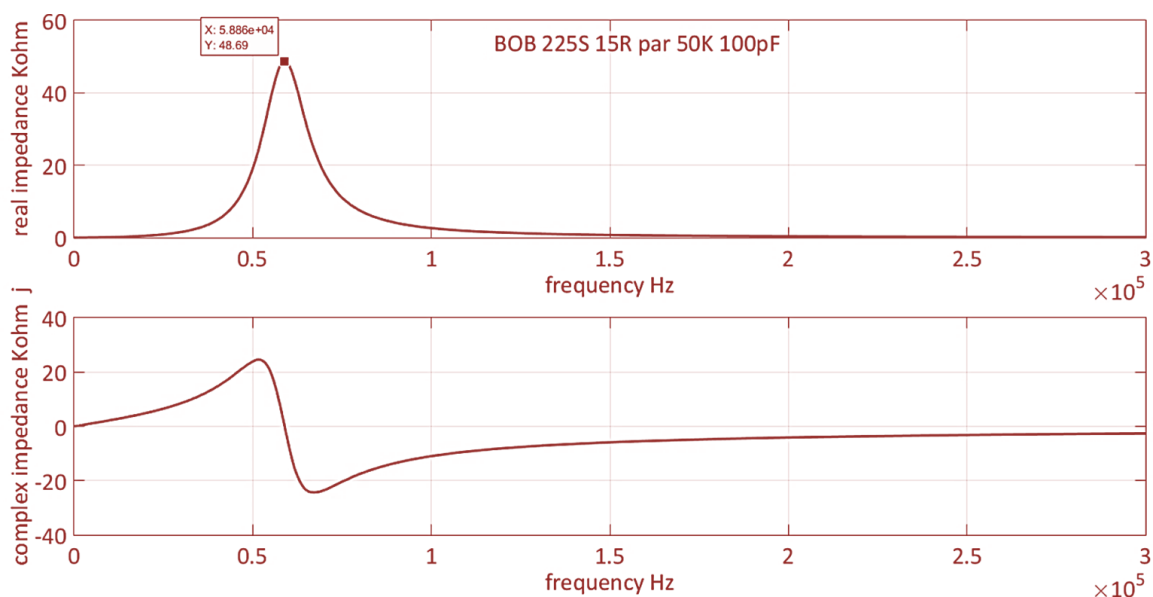


Figura 4-19: Respuesta en frecuencia de Bobina 225S con 50 KΩ y 100 pF en paralelo.

Las gráficas de la **Figura 4-17** y la **Figura 4-18** dan una idea de lo mucho que se amortigua la señal por medio de resistencias. Sólo colocando 100 KΩ en paralelo se reduce la impedancia en la resonancia desde casi 1.5 MΩ hasta los 100 KΩ. 50 KΩ dejan el valor casi a la mitad.

En la **Figura 4-19** y la **Figura 4-20** se juega con valores distintos de capacitancia en paralelo para bajar el valor de la resonancia para valores más cercanos a la mitad del rango donde suelen funcionar los detectores analizados. Esto es, entre los 20 y 60 KHz. En la gráfica de la **Figura 4-19** la frecuencia adquiere el valor de 59 KHz. En consecuencia, se puede decir que la señal va a decaer en alrededor de 17  $\mu$ s. Igualmente, para la **Figura 4-20**, donde el condensador es de 1 nF, la frecuencia de resonancia se reduce a  $f_0 = 25.5$  KHz, y su periodo  $T \approx 39 \mu$ s.

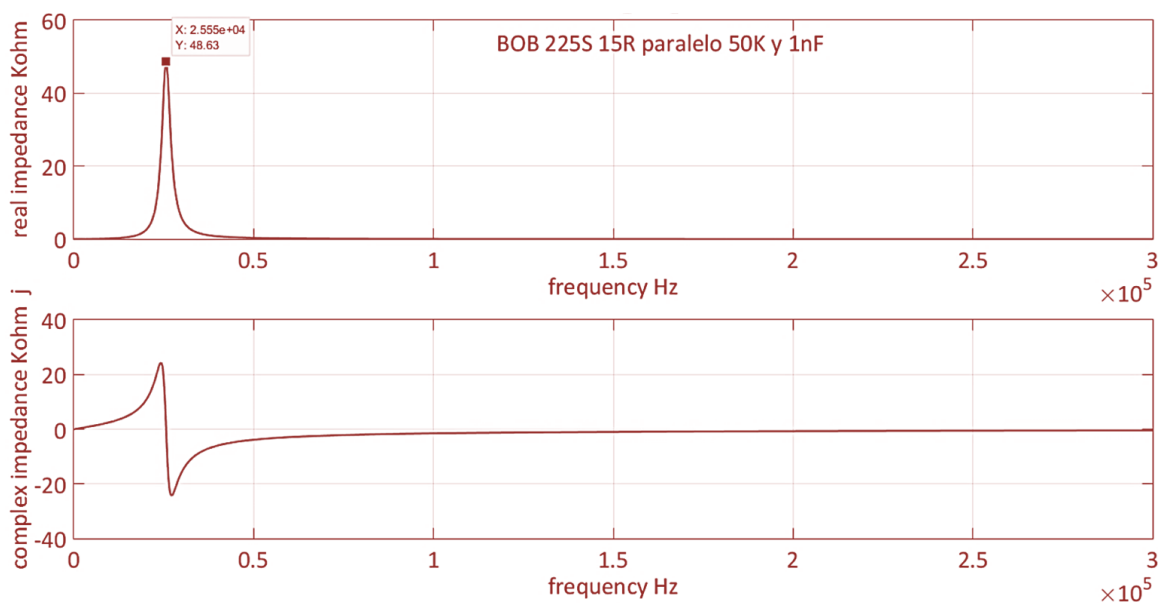


Figura 4-20: Respuesta en frecuencia de Bobina 225S con 50 KΩ y 1 nF en paralelo.

Se realiza una última simulación para comprobar la constante de tiempo que posee la bobina en su respuesta libre, mediante el modelo diseñado para tal propósito que aparece en la **Figura 4-21**.

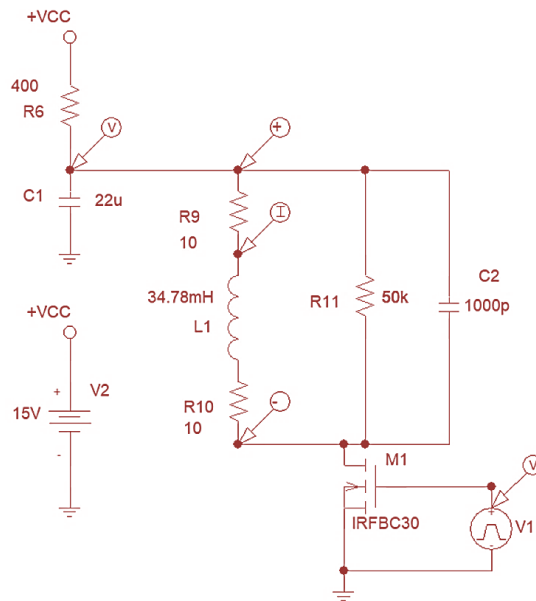


Figura 4-21: Modelo simulador de bobina con valores reales.

Se han utilizado los mismos datos para la resistencia y condensador en paralelo de los análisis anteriores. Así, la **Figura 4-22** es la respuesta con 50 K $\Omega$  y 100 pF en paralelo, y la señal transcurre en su totalidad en algo menos de 10  $\mu$ s. Y la **Figura 4-23** representa la respuesta aumentando la capacidad a 1 nF. En este caso, resaltado en el recuadro en naranja, el tiempo pasa a ser  $\sim$ 20  $\mu$ s.

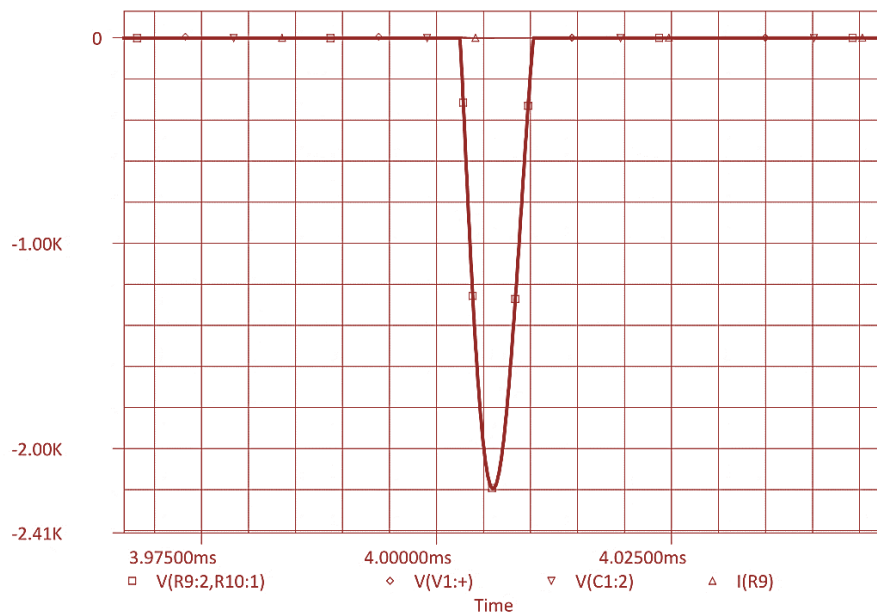


Figura 4-22: Simulación en PSPICE 9.2 de la respuesta temporal con R de 50k y C de 100pF.

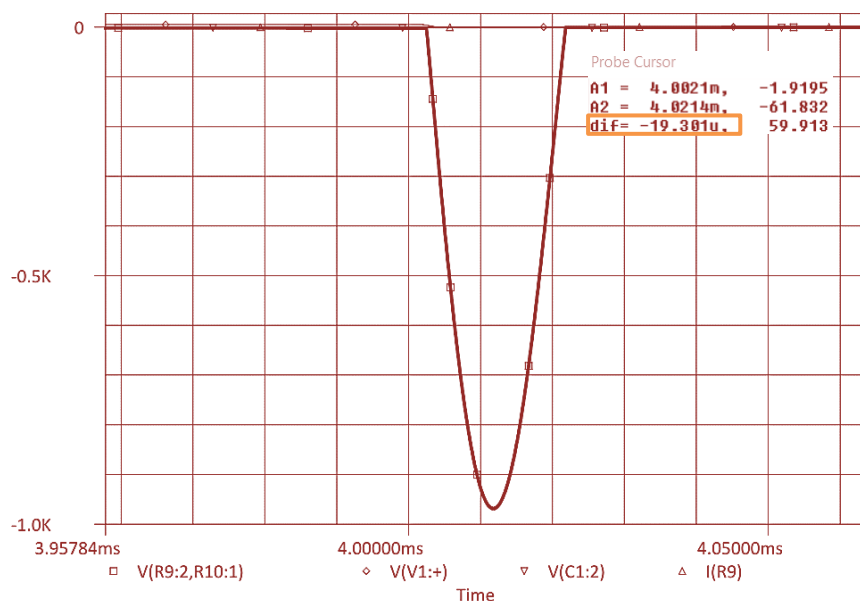


Figura 4-23: Simulación en PSPICE 9.2 de la respuesta temporal con R de 50k y C de 1nF.

### Valores de componentes en paralelo con la bobina

Es un proceso que consiste en dos tipos de análisis. Teórico y de simulación. Durante los ensayos de laboratorio se fijarán los valores reales finales.

La parte teórica se basa en el análisis en el dominio de *Laplace* de la impedancia de la bobina considerando un condensador y una resistencia en paralelo. La ecuación que lo modela es:

$$Z(S) = \frac{1/C s}{s^2 + \frac{1}{RC} s + \frac{1}{LC}} \quad (4-30)$$

De aquí se deducen los valores de la oscilación angular, relacionado con la velocidad que tendrá la señal, y su coeficiente de amortiguamiento:

$$\zeta = \frac{1}{2R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (4-31)$$

$$T \approx \sigma = \frac{2\pi}{\omega_n} = 2\pi\sqrt{LC} \quad (4-32)$$

Siendo  $\zeta$  el coeficiente de amortiguamiento, que se pretende que sea de 1 o poco mayor de 1, para obtener una señal críticamente amortiguada o ligeramente sobre amortiguada. La ecuación (4-32) vale en los casos en que  $\zeta \geq 1$ , en cuyo caso  $\sigma$  es el equivalente a la constante de tiempo de la señal, que multiplicada por  $2\pi$  asegura que la señal decaiga completamente y alcance al periodo completo que nos interesa muestrear.

La parte de simulación consiste en probar los valores teóricos y comprobar los resultados; si concuerdan con los esperados o no. Luego de varias pruebas, y utilizando un modelo hecho en PSPICE más avanzado que incluye la fase de amplificación, se llegan a los valores cuasi finales de 3.3 K $\Omega$  para la resistencia y de 1 nF para el condensador. La Figura 4-24 representa la bobina

construida utilizando los valores finales mencionados. La salida es la línea continua, y la discontinua se corresponde con el pulso dado a la puerta MOSFET.

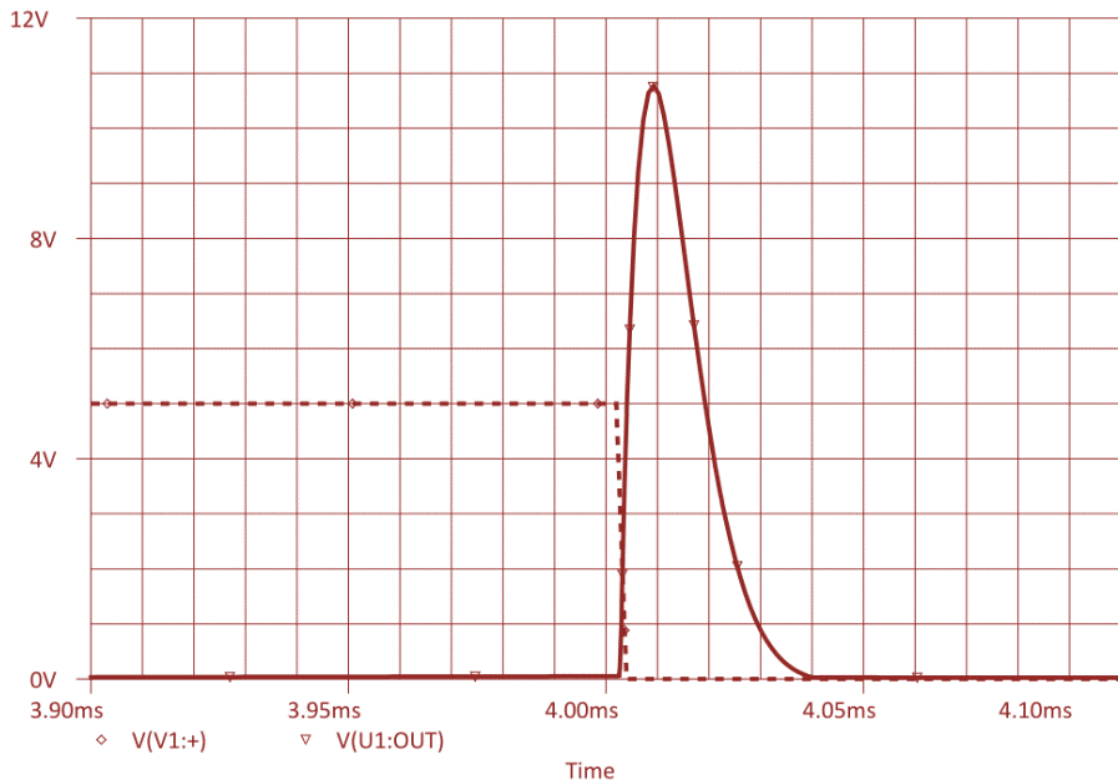


Figura 4-24: Simulación de pulso y salida de amplificación. Bobina de 34.78 mH.

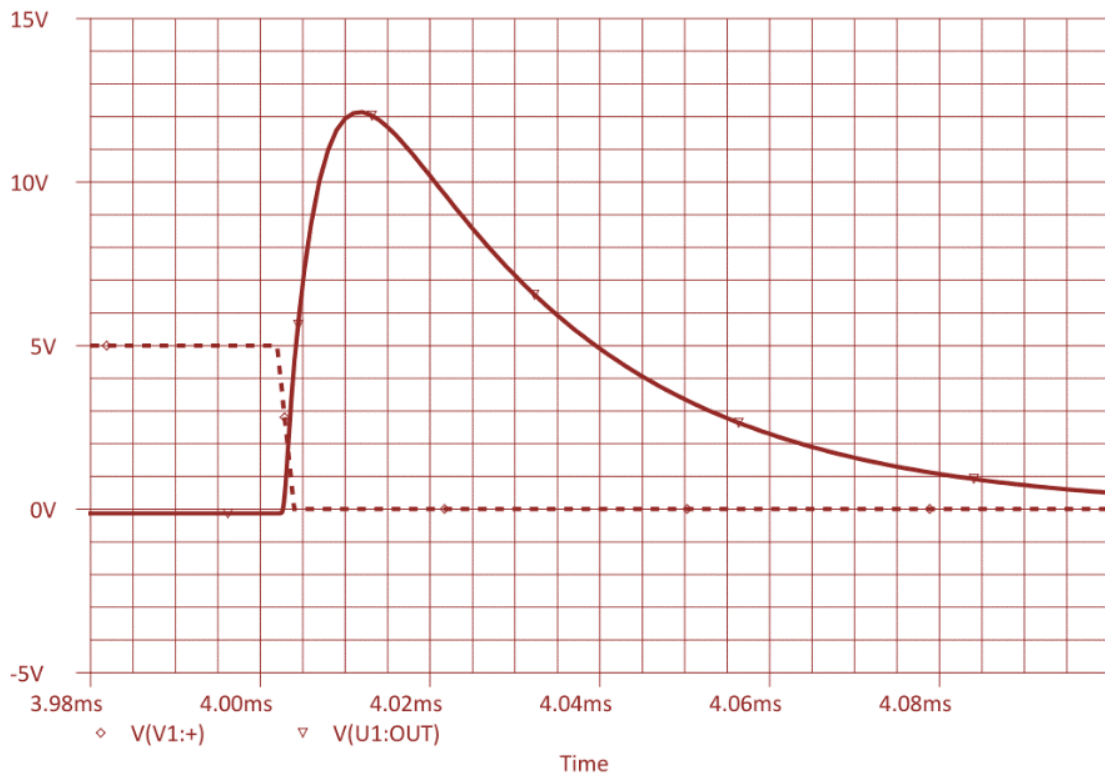


Figura 4-25: Simulación de pulso y salida de amplificación. Bobina de 100 mH.

Se observa, sin embargo, que la totalidad de la señal discurre durante unos escasos 40  $\mu\text{s}$ . Esto implica una velocidad de muestreo de un mínimo de 200 KHz para alcanzar un nivel de procesado aceptable. Se prueba a aumentar la inductancia a 100 mH, y el resultado es el que se aprecia en la **Figura 4-25**. Aquí, la línea continua es la tensión a la salida del amplificador, que a su vez toma los datos en las terminales de la bobina. La línea discontinua corresponde al pulso dado. Con este nivel de inductancia disminuye la velocidad de respuesta y la señal completa dura cerca de 100  $\mu\text{s}$ .

Este es el motivo por el que más adelante se le den más vueltas de espira a la bobina, hasta alcanzar las 350 vueltas.

## Amplificación

Un repaso rápido a los artículos ya estudiados da una idea de los niveles de amplificación que requiere un detector de este tipo. Por nombrar algunos, Bobae Kim et al., en su análisis de circuitos de corrección de saturación en [11], habla de ganancias de 1000 V/V. Y Svatoš, en su tesis, menciona el uso de ganancias de 250 V/V [1]. En la **Figura 3-3** aparece en un lateral la ecuación por la que se rige la ganancia del amplificador de instrumentación adquirido, INA128P:

$$G = 1 + \frac{50 \text{ K}\Omega}{R_G} \quad (4-33)$$

Siendo G la ganancia del amplificador, y  $R_G$  la resistencia que controla la ganancia, a colocar externamente entre las patillas 1-8 del INA128P. Para probar un rango en principio no muy alto, se coloca como resistencia fija 150  $\Omega$ , dando una ganancia máxima de 333 V/V. Y para variar el rango, se utiliza una resistencia variable en serie con la anterior de 200 K $\Omega$  de 20 vueltas. Esto da como rango total de amplificación 1.25 V/V – 333 V/V.

Este aspecto ha sido susceptible de varios cambios, hasta obtener una señal de salida que diese resultados de detección satisfactorios. Hecho que ocurrió al comprender que para obtener la señal saturada y sobre amortiguada que aparece en la mayoría de los artículos, como en el de la imagen de la **Figura 1-9**, se ha de amplificar lo máximo posible. Ayudó también el observar cómo, en algunos proyectos, incluso capan la señal de entrada del amplificador para adquirir sólo en primer voltio por encima del cero, que es donde la señal varía más y es más sensible [11].

## Acondicionamiento de Señal

Hay que realizar la transición de voltajes entre la salida bipolar del amplificador de instrumentación a  $\pm 15$  V, y la entrada del Arduino DUE [25], de (0 – 3.3) V. Esto se consigue mediante la ecuación de la recta, traducida a valores de entrada y salida de voltajes, en la siguiente ecuación:

$$V_{out} = a + bV_{in} \quad (4-34)$$

Donde  $V_{out}$  es el voltaje de salida requisito, de 0 a 3.3 voltios, y  $V_{in}$  es el voltaje que entra a la etapa de acondicionamiento, de -15 a +15 voltios. El coeficiente “a” es el valor de offset que, al pasar de un rango bipolar a uno unipolar, ha de dar la mitad del rango unipolar, es decir, 1.65 V. El coeficiente “b”, que multiplica a la entrada, corresponde con la amplificación necesaria para



adaptar el rango, en este caso, ha de ser menor a la unidad, puesto que se pasa de a un rango de voltaje menor al que entra. Esta simple aritmética se realiza modificando la ganancia y el offset de un amplificador operacional. Esto implica que para que los cálculos cuadren, se ha de negar la señal dos veces, motivo por el cual se ha optado por el amplificador TL082CP, que es dual y contiene dos amplificadores en un único encapsulado. Esto se comprende mejor en la **Tabla 4-2**:

**Tabla 4-2: Acondicionamiento de señal. Conversión de voltajes.**

$V_{in} (V)$	$V_{out} (V)$
15	-3.3
0	-1.65
-15	0

Al negar por segunda vez los valores de la columna de voltaje de salida, se obtiene la conversión deseada, ya que a +15 V le corresponden +3.3 V, y a la parte inferior del rango le corresponde el cero.

El proceso de diseño se basa en un amplificador inversor con múltiples entradas, representado en la **Figura 4-26**. La tensión de salida se demuestra en la siguiente ecuación:

$$V_{out} = - \left( \frac{R_{14}}{R_{15}} V_{REF} + \frac{R_{14}}{R_{13}} V_{in} \right) \quad (4-35)$$

Aquí, la variable  $V_{REF}$  modela el voltaje que entra en uno de los ramales conectados a la entrada inversora, y va a ser el voltaje con el que se controle el valor de *offset*. Por consiguiente, y por analogía con la ecuación **(4-34)**:

$$\begin{cases} a = \frac{R_{14}}{R_{15}} V_{REF} \\ b = \frac{R_{14}}{R_{13}} \end{cases} \quad (4-36)$$

Se van a tratar ambos como problemas a resolver por separado. Pero primero, es necesario extraer los valores que toman “a” y “b”, lo cual se hace sustituyendo los valores de los voltajes  $V_{in}$  y  $V_{out}$  en la ecuación **(4-34)**, y despejando. Se obtiene:

$$a = -1.65$$

$$b = -0.11$$

Notar que como ambos ramales entran por la entrada inversora (ver **Figura 4-26**), automáticamente se obtienen los dos valores de “a” y “b” como negativos.

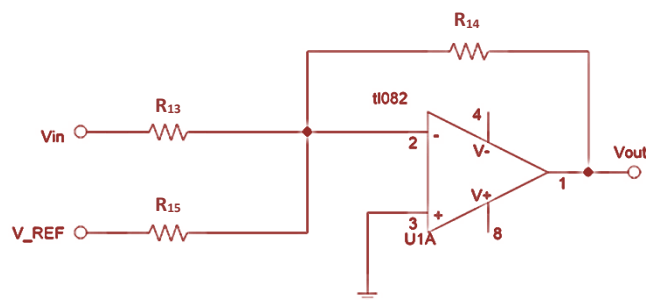


Figura 4-26: Amplificador inversor con varias entradas conectadas.

### Etapa de amplificación

Se siguen los siguientes pasos para realizar un diseño adaptable o variable:

1. Se fija el valor de  $R_{14}$  en 5.1 K $\Omega$ .
2. Se establece, de forma aproximada, un rango deseable para el valor de “b”. Siendo  $b = 0.11$ , este rango puede oscilar entre los valores 0.05-0.2.
3. La parte alta del rango la marca la mínima resistencia a utilizar, que será de valor fijo. Y lo que falte hasta el valor inferior del rango, lo aporta la resistencia variable.
4. Se prueban distintos valores.

Los valores escogidos son:

$$R_{13fija} = 30 \text{ K}\Omega$$

$$R_{13variable} = 40 \text{ K}\Omega$$

De esta forma, el rango final se queda en:

$$b_{superior} = \frac{R_{14}}{R_{13fija}} = \frac{5.1 \text{ K}\Omega}{30 \text{ K}\Omega} = 0.17 \quad (4-37)$$

$$b_{inferior} = \frac{R_{14}}{R_{13fija} + R_{13variable}} = \frac{5.1 \text{ K}\Omega}{30 \text{ K}\Omega + 40 \text{ K}\Omega} = 0.07 \quad (4-38)$$

$R_{13variable}$  se corresponde con el potenciómetro  $R_{18}$  del circuito final. Es un rango en principio aceptable. Si requiere modificación, es suficiente con disminuir el valor de la resistencia fija, cuando falta amplificación, y aumentar el valor de la resistencia variable, cuando se necesita, por el contrario, mayor reducción. Si la solución es más compleja, es aconsejable rehacer los cálculos.

### Etapa de offset

En la ecuación (4-36) se define el coeficiente “a” como un valor proporcional a la tensión  $V_{REF}$  y a la relación entre  $R_{14}$  y  $R_{15}$ . Dado que la  $V_{REF}$  se tiene la intención de alimentar entre 10 V y tierra, se escoge el valor de  $R_{15}$  como la mitad de  $R_{14}$  para acercar más los valores al valor objetivo del coeficiente “a”. Por tanto “a” queda:

$$a = 0.5V_{REF} \quad (4-39)$$

El valor de  $V_{REF}$  se conforma mediante dos resistencias fijas de igual valor y una resistencia variable conectada su patilla variable a la conexión  $V_{REF}$ , tal cual aparece en la Figura 4-27.

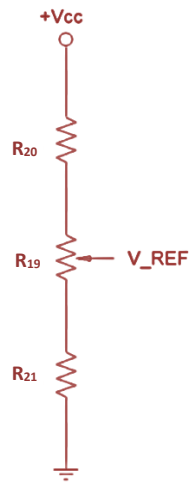


Figura 4-27: Divisor resistivo de rango unipolar entre +Vcc y tierra.

Como se ha mencionado en párrafos anteriores, se va a alimentar a 10 V, es decir, en este caso  $V_{CC} = 10$  V. Este divisor resistivo se rige por la siguiente ecuación:

$$V_{REF} = V_{CC} \frac{R_{21} + R_x}{(R_{20} + R_{21}) + R_{19}} \quad (4-40)$$

Donde  $R_{20}$  y  $R_{21}$  son las resistencias fijas de igual valor colocadas en los extremos del ramal según la **Figura 4-27**,  $R_x$  es la parte variable del potenciómetro y  $R_{19}$  es la resistencia máxima alcanzable por éste.

Si se sustituye  $R_x$  por sus valores extremos, esto es, 0 y  $R_{19}$ , y se despejan valores, según se considere el valor mínimo o máximo de  $V_{REF}$ , se obtienen las siguientes relaciones:

$$R_{19} = R_{20} \left( \frac{V_{CC}}{V_{REFmin}} - 2 \right) \quad (4-41)$$

$$R_{19} = R_{20} \cdot \frac{2V_{REFmax} - V_{CC}}{V_{CC} - V_{REFmax}} \quad (4-42)$$

Si se igualan las dos relaciones anteriores, se obtiene una tercera condición:

$$V_{CC} = V_{REFmax} + V_{REFmin} \quad (4-43)$$

Además, de la ecuación (4-42) se extrae una limitación para  $V_{REFmax}$ :

$$2V_{REFmax} - V_{CC} \geq 0 \Rightarrow V_{REFmax} \geq \frac{V_{CC}}{2} \quad (4-44)$$

Por último, se considera lo siguiente:

$$a = \frac{1}{2} V_{REF} = \frac{1}{2} V_{CC} \frac{R_{21} + R_x}{(R_{20} + R_{21}) + R_{19}} = 5 \frac{R_{21} + R_x}{(R_{20} + R_{21}) + R_{19}} \quad (4-45)$$

Por tanto, a efectos prácticos, el rango de "a" queda entre 0-5 V. A continuación, se incluyen las ecuaciones anteriores en un script de Matlab, fijando primero los límites por los que se

podrá mover el potenciómetro  $R_x$ , en 0.7 para  $V_{REFmin}$  y 4.3 para  $V_{REFmax}$ . Los resultados se muestran en la **Tabla 4-3**.

**Tabla 4-3: Valores posibles de resistencias de control de offset en etapa de acondicionamiento.**

Valores en $K\Omega$					
Ensayo	1	2	3	4	5
$R_{20} = R_{21}$	1.94	3.89	7.78	19.44	38.89
$R_{19}$	10	20	40	100	200

Al conocer de la existencia y el buen precio de potenciómetros de 20  $K\Omega$ , se escogen los valores de resistencias del ensayo 2 de la **Tabla 4-3**. En consecuencia, los valores finales serán:

$$\begin{cases} R_{20} = R_{21} = 3.89 K\Omega \\ R_{19} = 20 K\Omega \end{cases} \quad (4-46)$$

## Programación del microcontrolador

Si bien es cierto que se ha puesto en valor la facilidad de uso del entorno de programación de los sistemas Arduino, dado que su público objetivo es muy amplio e incluye a personas sin ningún conocimiento ni en programación ni en microcontroladores, se ha sacado el partido justo a este factor. Para poder exprimir al máximo la velocidad del ADC integrado e implementar un programa complejo con múltiples funciones, se ha de prescindir en gran medida de las funciones integradas de alto nivel. Es decir, debido a la complejidad del código a desarrollar, se ha hecho uso de interrupciones, varios de los temporizadores a distintas velocidades, etc. Esto es posible accediendo directamente a los registros del microcontrolador. Lo cual en sí ha constituido todo un reto, puesto que el microcontrolador integrado en la placa de Arduino DUE es el modelo SAM3X8E, de arquitectura completamente distinta a la estudiada en la carrera (tipo 8051), y de mayor complejidad. La verdadera ventaja es la gran comunidad de usuarios, que sí conocen en profundidad cómo manipular los microcontroladores, sus registros, y cómo sacarle partido a la velocidad del chip. Ayuda también mucho el estudiar los archivos de cabecera que incluye el entorno de programación de Arduino de forma automática en sus programas. De esta forma se aprende mucho acerca de los comandos que son eficientes y de cuáles prescindir, y de cómo se manipulan ciertos registros que escapan a nuestra comprensión.

A continuación, el esquema de bloques del programa desarrollado. De **Figura 4-28** a **Figura 4-31**.

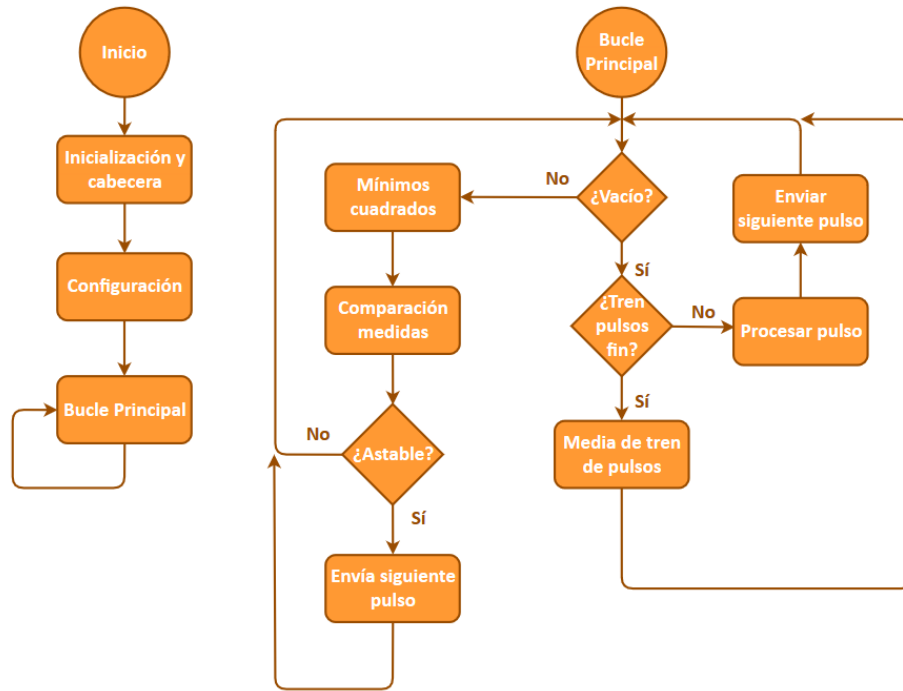


Figura 4-28: Funciones principales del programa. Inicio, configuración y bucle principal.

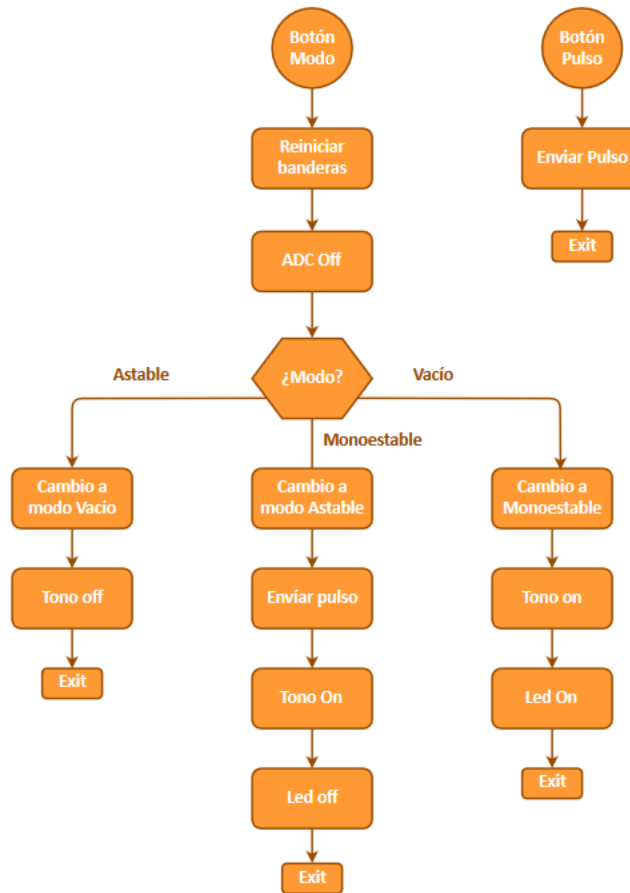


Figura 4-29: Funciones de interrupción accionadas al presionar el botón modo (izqda.) o pulso (dcha.)

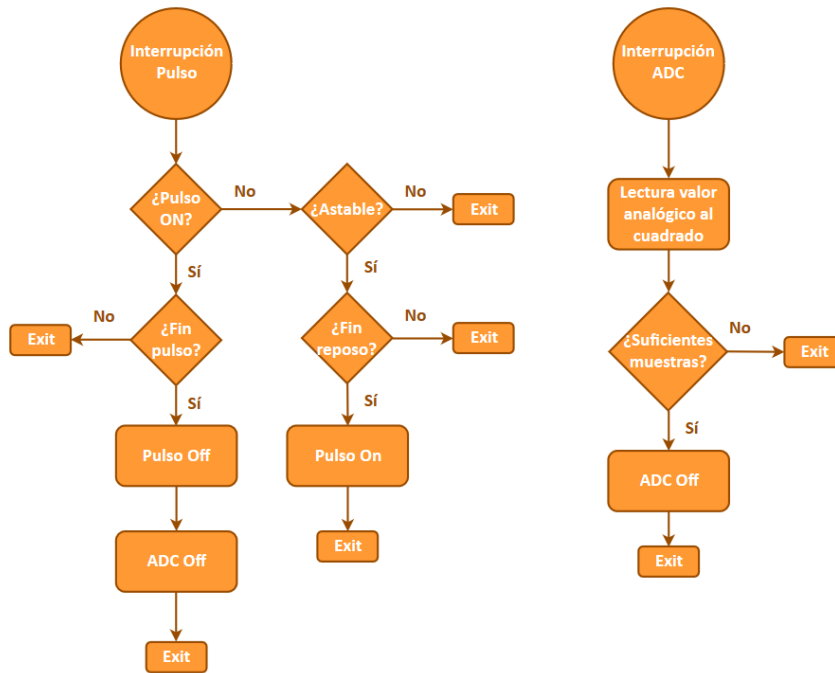


Figura 4-30: Funciones de interrupción asociadas a frecuencia de pulso (izqda.) y al ADC (dcha.).

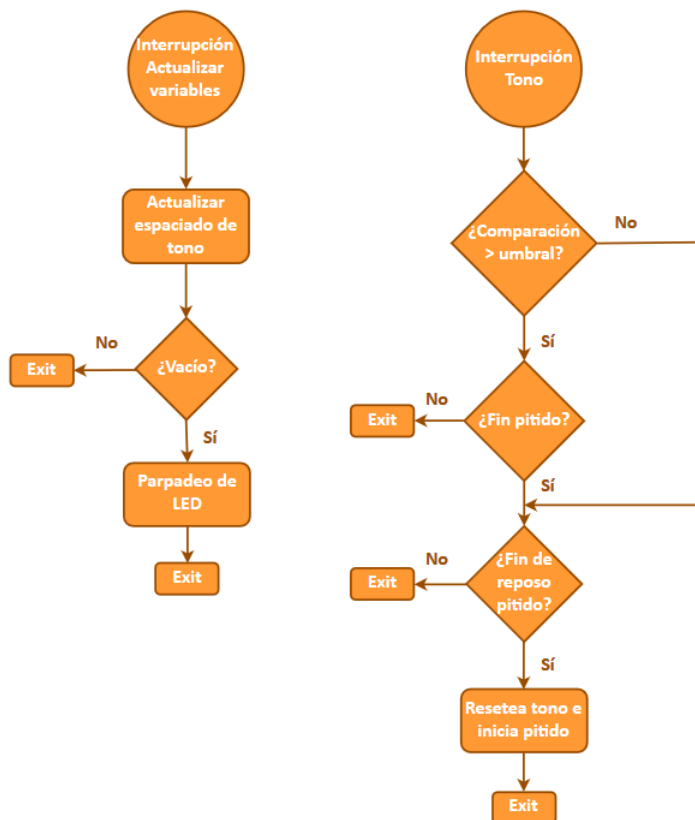


Figura 4-31: Interrupciones para actualización de variables (izqda.) y frecuencia de tono (dcha.).

Es preciso realizar ciertas aclaraciones acerca del esquema anterior. Las burbujas creadas al inicio de cada diagrama indican, en la primera imagen, el inicio del programa. Sin embargo, en

el resto, lo que indican son o el título de lo que representan, como el bucle principal en la **Figura 4-28**, o son indicativos de una rutina de interrupción. El hexágono de la **Figura 4-29**, representa una condicional triple (un “switch”), de forma que si al pulsar el botón, por ejemplo, el modo fuese estable, se seguiría la rama de la izquierda, en la que se cambia al modo de lectura en vacío. En cuanto a los cuadros en los que se indica que el tono o el ADC están On/Off, se refieren a que se activan/desactivan las interrupciones asociadas a estos. Por el contrario, no confundir con LED On/Off, puesto que aquí sí se refiere a la manipulación del LED integrado en la placa Arduino DUE. Por último, la **Figura 4-31**, que desarrolla el diagrama de la interrupción que genera el pitido a su derecha, pregunta en una condicional si la comparación es superior a cierto umbral. Esta comparación no es otra que el resultado obtenido en la comparación de medidas en vacío y medidas normales que aparece en el bucle principal, en la **Figura 4-28**. Se le pone un umbral mínimo, para evitar que siempre pite, y que sólo suene el piezoeléctrico cuando es seguro que hay algo cerca. Se puede considerar como un filtro al “ruido” en los valores.

Dada la complejidad del programa, y la imposibilidad de mostrarlo todo sin emborronar mucho el diagrama de flujo, cuyo propósito principal es la claridad, se desarrolla también una tabla que explica el programa en forma secuencial. Se trata de la **Tabla 4-4**:

Tabla 4-4: Secuencia de programación de sistema de micro-control.

DM_12_15_minimos	
Secuencia de ejecución principal	
Preasignación	Includes; definiciones; variables; cabeceras de funciones.
Setup()	Abrir comunicación serie (opcional, si se quieren mostrar datos por pantalla de PC).
	Tono:  Calcula el número de flancos a partir de la duración y frecuencia de cada pitido.
	Botones:  Se configuran dos botones, de pulso y cambio de modo, y se asocian a funciones de interrupción.
	Temporizadores:  Se configuran tres temporizadores. De control de frecuencia de pulso, de frecuencia del tono, y de actualización de otras señales (todos a distinta frecuencia).
	ADC:

	<p>Se configura para leer a 1 MHz, y para que genere una interrupción cada vez que exista un dato disponible (se ahorran tiempos de espera).</p>
<b>loop()</b>	<p>En modo de lectura en vacío:</p> <p>Procesa el valor de la variable calculada en la interrupción del ADC para obtener la media cuadrática de los valores en vacío.</p>
	<p>En los otros dos modos:</p> <p>Procesa el valor de la variable calculada en la interrupción del ADC para obtener la media cuadrática de los valores medidos, y compara ambas medias cuadráticas (valor en vacío y valor actual). Este valor se utiliza para variar el espaciado de tonos dentro de la interrupción de <i>actualización de variables</i> más abajo.</p>
<b>Secuencia de ejecución en segundo plano</b>	
<b>Funciones de interrupción</b>	<p>Botón cambio de modo:</p> <p>Alterna tres modos de funcionamiento: vacío, pulso unitario y estable.</p>
	<p>Botón pulso:</p> <p>Envía un pulso, o tren de pulsos en modo de lectura en vacío.</p>
	<p>Control de pulso:</p> <p>Computa si el ancho de pulso activo o en reposo han terminado. Si cesa el pulso, se lee la señal libre de la bobina activando las interrupciones del ADC (normalmente desactivadas para no saturar el programa). Si se cumple el tiempo en reposo, y es pertinente, se envía otro pulso.</p>
	<p>ADC:</p> <p>Acumula en una variable el cuadrado del valor disponible en el ADC. Computa si la lectura ha terminado, y activa la bandera de procesado.</p>
	<p>Control de tono:</p> <p>Genera un pitido de ancho fijo, y una vez terminado éste, calcula si el espaciado entre tonos ha terminado, para volver a pitar.</p>
	<p>Actualización de variables:</p> <p>Funciona a 10 Hz. En el modo en vacío, genera una señal de luz intermitente para destacar este modo. Actualiza el tiempo en que se espacian los tonos, en función del valor de comparación de la señal en vacío y la medida actual.</p>



Finalmente, se resumen los conceptos principales, ya enunciados en la **Tabla 4-4**, aportando los siguientes puntos:

- **Setup()**. Se trata de una función propia del entorno de Arduino, de ejecución única al inicio del programa.
- **Loop()**. Es el equivalente de la función *Main()* en cualquier programa basado en C. Es el bucle principal.
- **Botones**. Se decide controlar el detector mediante dos botones, uno que se mueve entre tres modos de funcionamiento, que son: lectura en vacío; envío de pulso unitario y modo estable (pulsos continuados). El otro botón es el que, al ser pulsado, realiza el envío del pulso unitario o tren de pulsos, dependiendo de si se está en el modo unitario o de lectura en vacío.
- **Tono**. El pitido es una señal de onda cuadrada de frecuencia 2.8 KHz, a la que se le ha dado una duración de 100 ms. Se genera variando el nivel de la salida de un pin digital conectado a la entrada de la cápsula piezoeléctrica PKM17EPP-4001-B0, que es la que emite el sonido. Se ha configurado de tal forma que lo que varía es el retardo entre tonos. Cuanto más intensa sea la señal de detección, más rápida será la ráfaga de pitidos.
- **Temporizadores**. Al configurarlos se asocian a sus respectivas funciones de interrupción. Cada interrupción se crea ajustada a la velocidad mínima necesaria para controlar el proceso al que se asocia. Así, por ejemplo, el temporizador asociado a los anchos de pulso, cuando éste se quiere que sea de 2 ms y el ancho en reposo de 20 ms, bastaría con que funcionase a 500 Hz. Sin embargo, como también controla el tiempo durante el cual el ADC recoge datos, que es de 1 ms, se establece su frecuencia en 1 KHz. Para la frecuencia de tono, cuya onda completa es de 2.8 KHz, hay que configurarlo al doble de frecuencia para generar dos interrupciones por cada periodo de señal y obtener el tono deseado.
- **ADC**. Está programado para funcionar a su máxima velocidad, que son 21 MHz; la velocidad de muestreo queda reducida a 1 MHz al tardar 20 ciclos de reloj en leer un dato nuevo. Normalmente se desactiva esta interrupción, para no saturar la capacidad de procesado del dispositivo, puesto que funcionando al máximo de sus especificaciones siempre pueden ocurrir problemas no controlables.
- **Medidas**. Se realizan en dos fases. Dentro de la interrupción del ADC, al llegar el dato, éste se eleva al cuadrado y se suma al valor anterior almacenado en una variable. Una vez termina la medida y se han sumado todos los valores al cuadrado de la señal, se divide entre el número de muestras sumadas, obteniendo la media cuadrática. Ésta se resta a la misma medida realizada en vacío, y el valor absoluto de la diferencia, después de obtener mediante ensayos los valores máximo y mínimo posibles, se adapta al rango de frecuencias de repetición del pitido.

El último punto es relativamente delicado, si se pretende obtener un cierto grado de proporcionalidad en la detección de metales. Si no se calibran bien los rangos de la variable comparada con la frecuencia de tonos, el pitido irá de no emitir sonido alguno a convertirse en una serie de tonos casi continuo e irritante al acercarse un poco a un metal.

### 4.3.- Diseño del prototipo

En el diseño del circuito esquemático se ha utilizado el programa Orcad Capture, mencionado en el apartado *Métodos*.

Dado lo extenso del circuito, se muestran primero las distintas partes que lo componen, para finalmente presentar el circuito en su totalidad.

Se empieza con el sistema de control de tiempos por medio del NE555N, en la **Figura 4-32**. En la imagen izquierda se encuentra el dispositivo con los diodos *Schottky* conectados en oposición, como se explicó en el apartado de cálculos, y las resistencias fijas y variables que controlan los anchos de pulso. En la imagen derecha se muestra el interruptor SSA22, cuyas ramas se encuentran etiquetadas indicando los puntos de conexión con el temporizador. Además, se observa que el NE555N se alimenta a +10 V, y que existe una conexión con Arduino a través del interruptor. Así, cuando el interruptor se conecte para permitir el modo monoestable, se le pueden enviar pulsos unitarios o continuos por software. Notar la resistencia de pull-up en esta entrada; la entrada al NE555N es activa a nivel bajo.

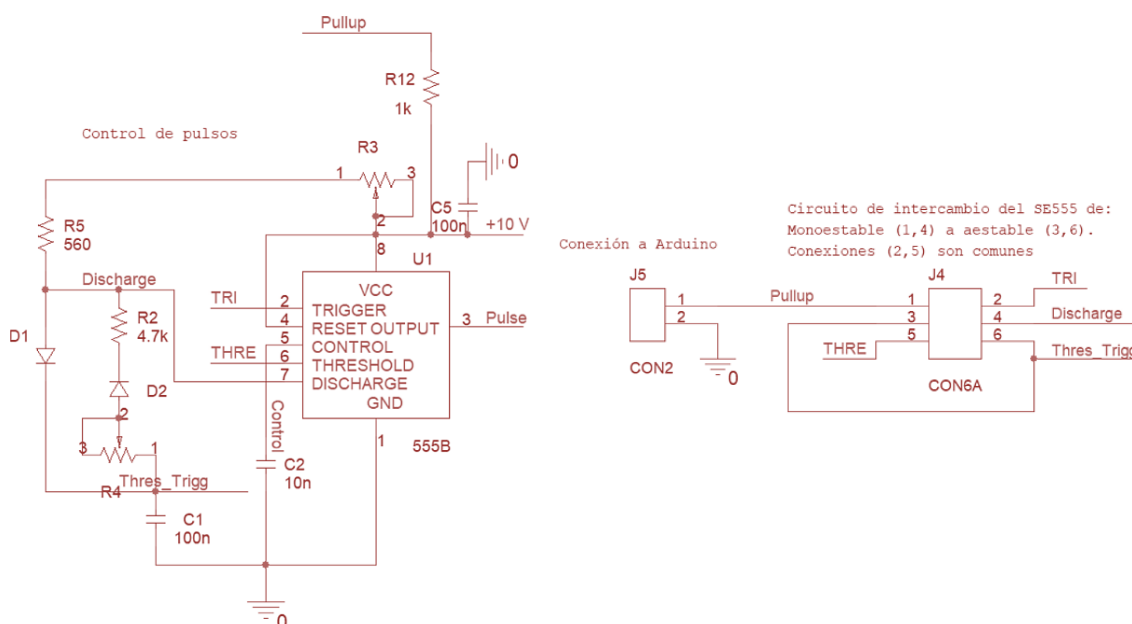


Figura 4-32: Esquema en Orcad Capture del circuito temporizador (izqda.) y su interruptor (dcha.).

La rama con la etiqueta «Pulse» se conecta a la rama de control de la puerta MOSFET a través de una resistencia de pull-down (ver **Figura 4-33**). Colocada encima de la puerta, una clema de dos pines llamada  $J_3$  permite la entrada de la señal de la bobina. Conecta a su izquierda con el circuito de descarga de energía RC, alimentado a +V<sub>CC</sub>. El circuito se compone de la resistencia  $R_6$  y los condensadores de distinta capacidad  $C_{10}$ ,  $C_9$ ,  $C_8$  y  $C_3$ . A su derecha, hace la conexión con el

sensor a través de la circuitería de protección formada por diodos Zener y las resistencias en serie  $R_7$  y  $R_8$ . La ganancia del sensor INA128 se controla gracias a la resistencia variable  $R_{10}$ , en serie con una resistencia fija de menor valor. A su salida —etiqueta <OUT>—, se entra en la etapa de acondicionamiento, que se puede ver en la **Figura 4-34**.

En la etapa de acondicionamiento, las resistencias superiores que conectan con el interruptor  $J_6$ , controlan la ganancia. Esto es, las resistencias fijas  $R_{14}$  y  $R_{13}$  y la resistencia variable  $R_{18}$ . El *offset* se controla mediante las resistencias de las ramas inferiores,  $R_{15}$  y la rama que conforma el voltaje nombrado en el apartado de cálculos como  $V_{REF}$ . Es decir, las resistencias  $R_{19-21}$ , siendo la intermedia variable. Como se comentó, se alimenta a +10 V.

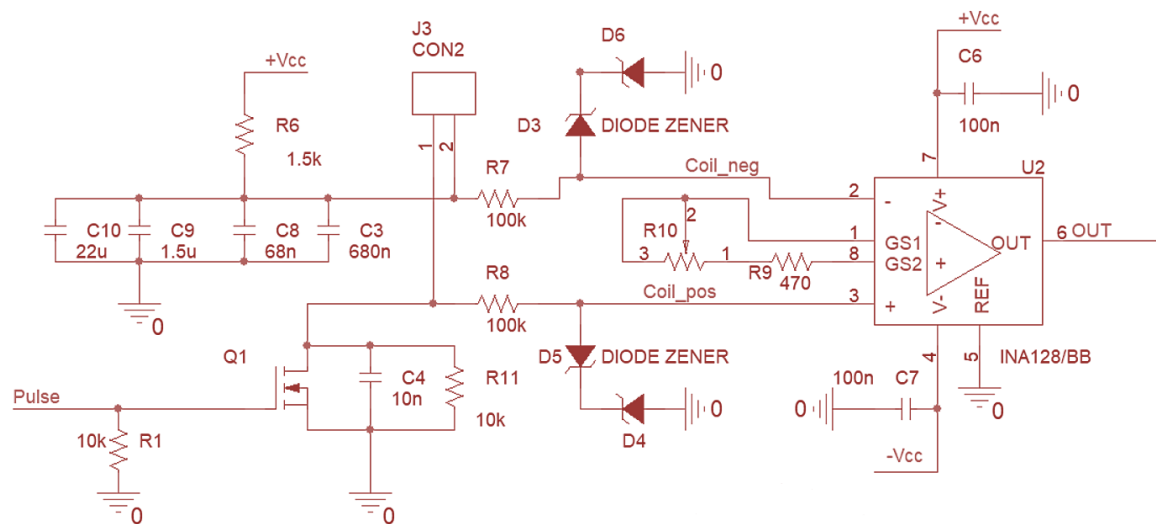


Figura 4-33: Esquema con circuito de descarga RC, puerta MOSFET, entrada de bobina y amplificador.

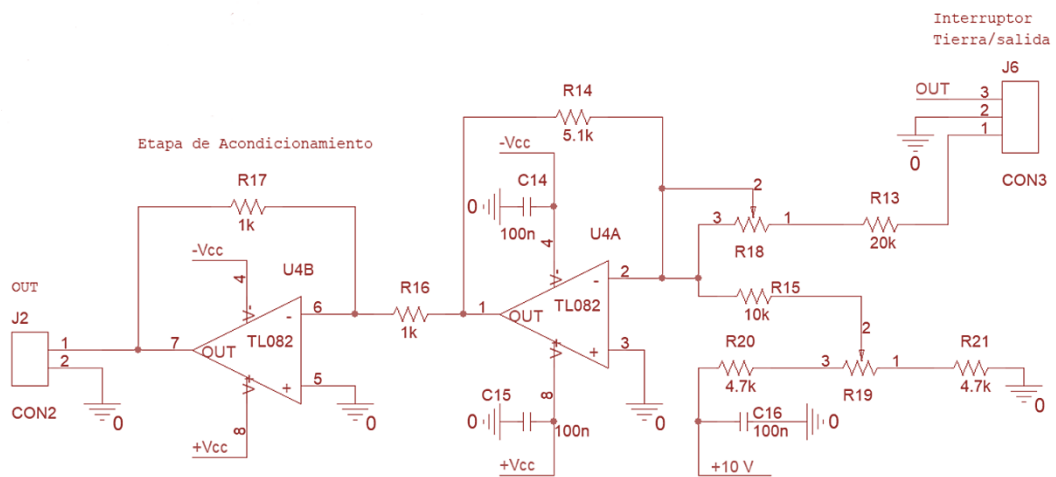


Figura 4-34: Esquema de la etapa de acondicionamiento.

El interruptor  $J_6$  separa la salida del amplificador y conecta la entrada de acondicionamiento con tierra. De esta forma se fija primero el *offset*, y luego la ganancia, para trabajar de forma segura antes de conectar a Arduino un voltaje superior al permitido. Una vez se tienen los valores dentro del rango permitido, se vuelve a pulsar el interruptor y la salida del sensor vuelve

a conectar con el acondicionamiento. El segundo amplificador TL082CP se utiliza sólo para negar la señal.

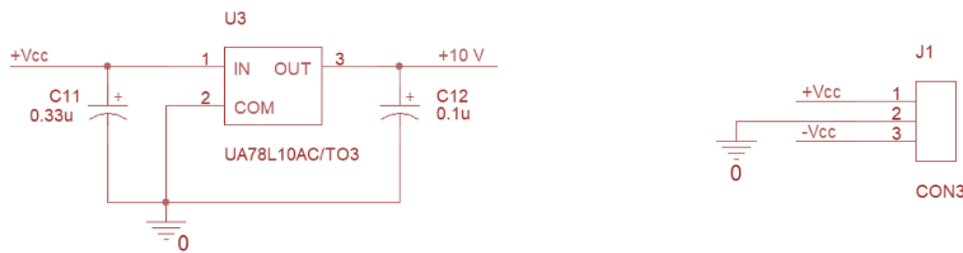


Figura 4-35: Regulador de tensión UA78L10AC (izqda.) y alimentación a  $\pm V_{CC}$  (dcha.).

La regulación de señal para obtener +10 V estables, que se utilizan para alimentar el temporizador y la rama de control de *offset* en el acondicionador, se consigue por medio del ua78L10AC, en la parte izquierda de la **Figura 4-35**. Al necesitar los 10 V que aporta el dispositivo, su configuración es sencilla, con los dos condensadores electrolíticos  $C_{11}$  y  $C_{12}$  recomendados por el fabricante es suficiente. En la misma imagen también se muestra la conexión con la alimentación bipolar a  $\pm V_{CC}$  con la clema de 3 pines llamada  $J_1$ .

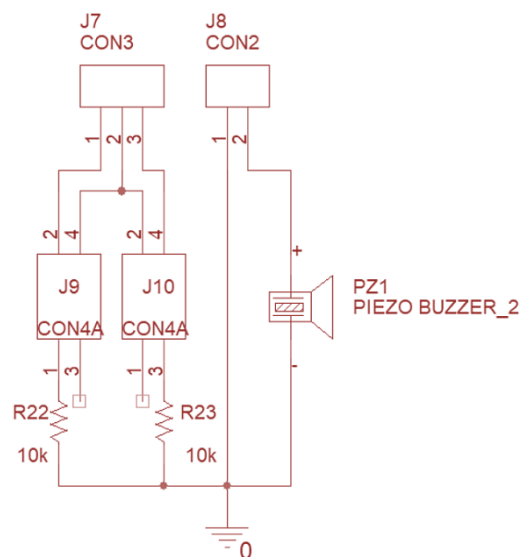


Figura 4-36: Esquemático de botonera y piezoeléctrico.

Por último, la **Figura 4-36** representa una placa distinta, por estar hecha posteriormente al prototipo inicial, donde se incluyen los pulsadores y el elemento de sonido. La clema de tres pines  $J_7$  conecta los pines de conexión a tierra de cada botón ( $J_9$  y  $J_{10}$ ) con el pin correspondiente en Arduino, y utiliza su tercera conexión para alimentar los botones a 3.3 V. Con esto, se fabrican botones de flanco ascendente. El piezoeléctrico se conecta a la clema  $J_8$  y a tierra. La clema de dos pines aporta con un pin, la tierra común de todo el circuito, y con el otro pin conecta el piezoeléctrico con la salida de tono de Arduino.

El prototipo inicial completo, pero sin la botonera, se puede ver en la **Figura 4-37**.

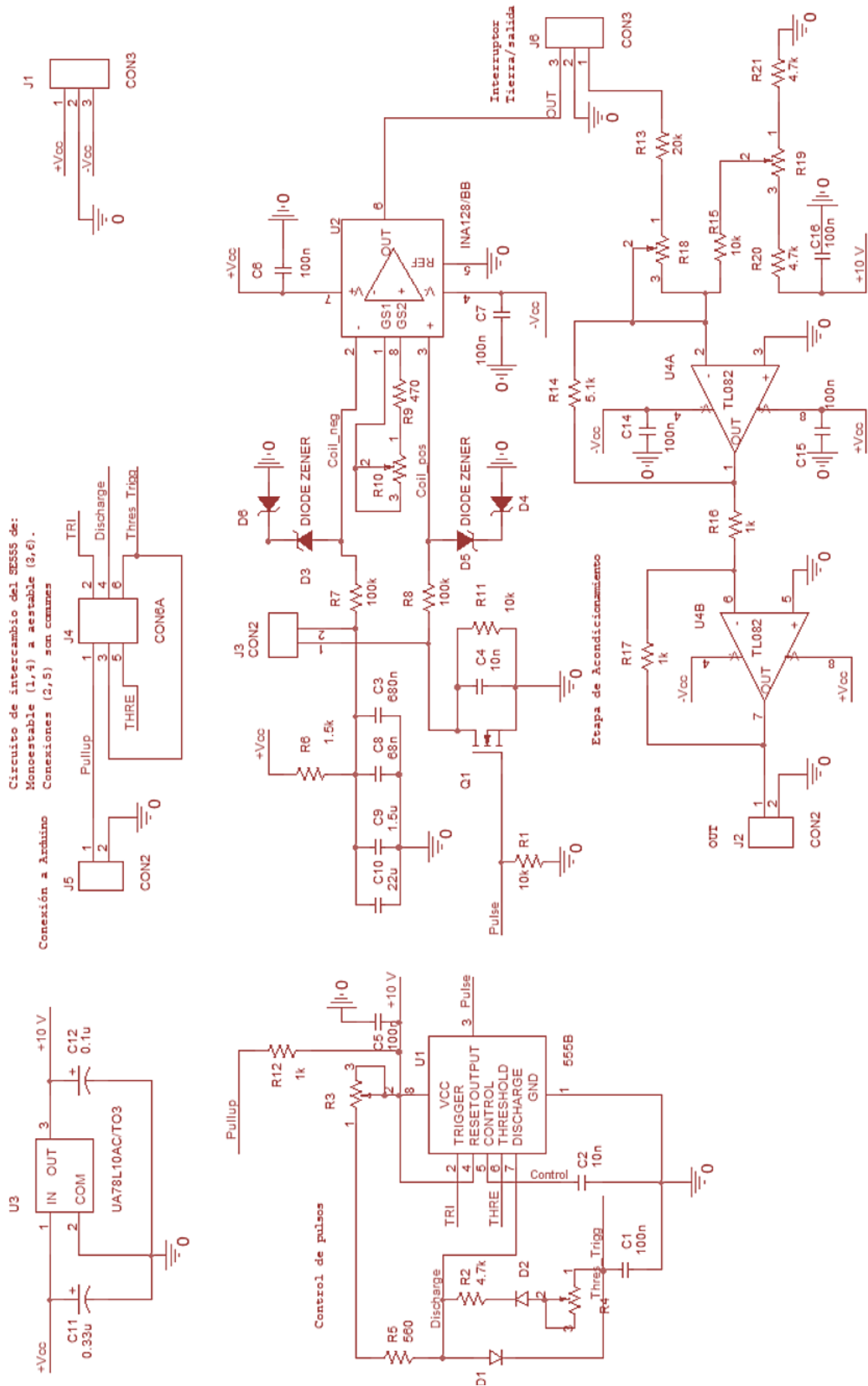
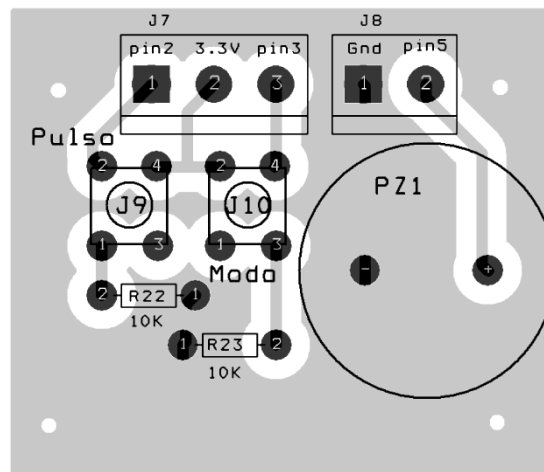


Figura 4-37: Esquema de prototipo de detector de metales por pulsos, con conexiones a Arduino.

Existen ciertos componentes con los valores cambiados con respecto a los cálculos, debido a la cantidad de ensayos y rectificaciones realizadas. De lo más notable es la inclusión de una resistencia y un condensador en paralelo al MOSFET ( $C_4$  y  $R_{11}$ ), que se colocaron con la intención inicial de proteger a la puerta de picos excesivos de tensión, y como ligera amortiguación de la señal. Posteriormente, mediante ensayos, se descubrió que enmascaraba la señal. Y, por otro lado, el MOSFET se escogió de manera que aguantase fuertes picos de tensión, por lo que el cambio no supuso mayor problema.

La placa física se diseña con *Orcad Layout*, y para su construcción, se han de imprimir los fotolitos a partir del blanco y negro de las pistas de cobre y los pads de la imagen de la **Figura 4-39**. En dicha imagen se muestra el plano del diseño del prototipo principal correspondiente con el esquemático de la **Figura 4-37**. En el diseño se muestra el plano de serigrafía con todos los nombres y valores necesarios, para que sirva como guía tanto a la hora de colocar los componentes en la placa, una vez construida, y para comprobar datos entre el esquemático y la placa.



**Figura 4-38: Diseño físico (Layout) de placa con botonera y elemento piezoeléctrico.**

Para su diseño, como se explicó en el apartado *Métodos*, se ha tenido cuidado de no hacer las pistas demasiado finas. Se ha optado por un grosor general de 40 mils, salvo en puntos concretos. Debido a la gran cantidad y concentración de componentes, se han incluido en el diseño la realización de tres puentes por la parte inferior y superior de la placa. Se trata de las tres pistas de tono más oscuro de la **Figura 4-39**.

Análogamente, se incluye una imagen del plano físico de la botonera en la **Figura 4-38**, para la que se han seguido las mismas pautas de diseño que para el diseño de la placa principal.

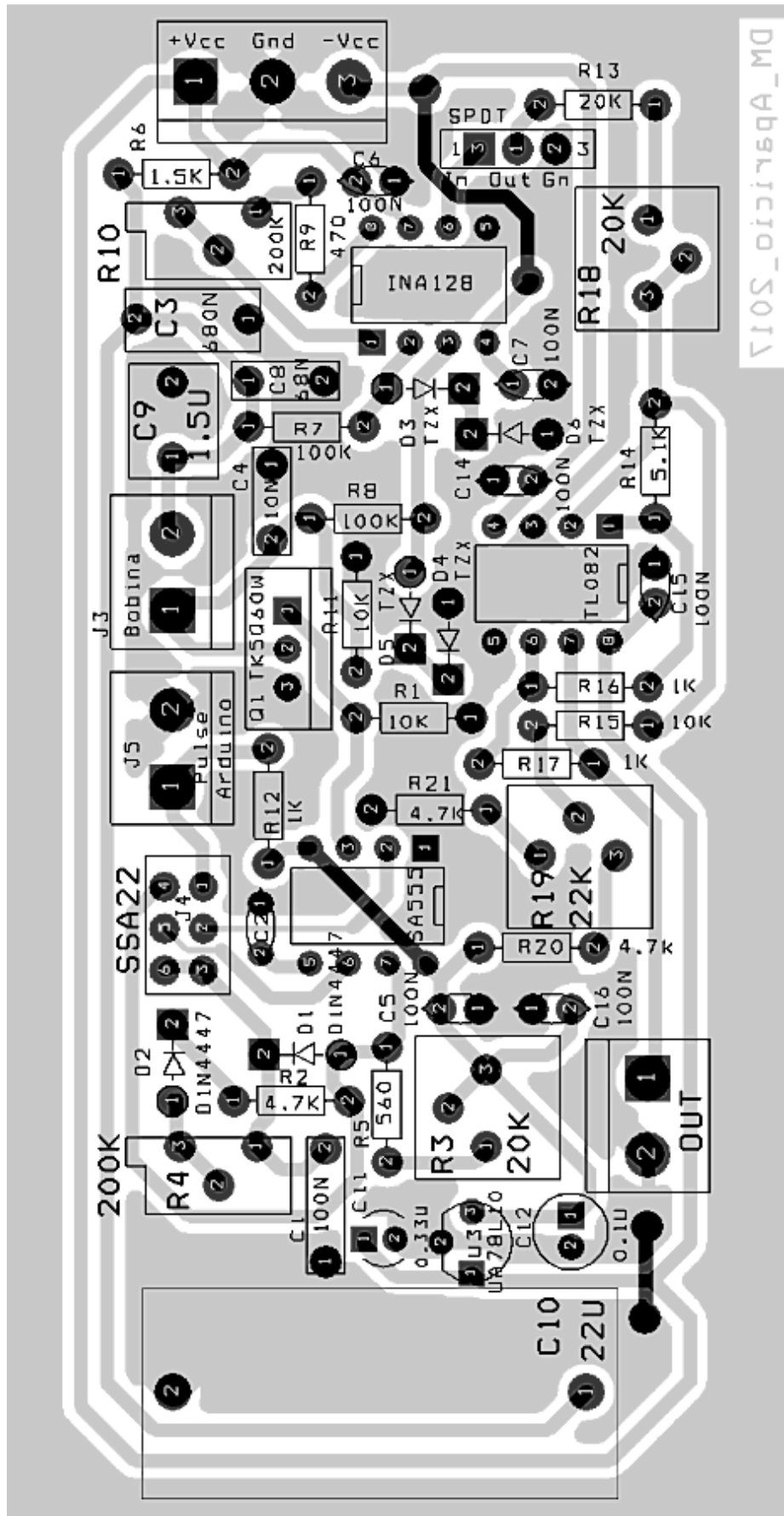


Figura 4-39: Diseño físico de placa para detección de metales hecho con *Orcad Layout*.





# Capítulo 5.- Ensayos y resultados

---

*Este capítulo resume las pruebas de laboratorio, su razón de ser, el cómo se han planteado y desarrollado, y las medidas recogidas.*

En trabajos con un componente alto de investigación, unos cálculos bien planteados y un diseño flexible y robusto son algo fundamental. De no ser así, el ingeniero empleará mucho tiempo y dinero en construir un dispositivo que no se adaptará a los nuevos datos que aportará la fase de experimentación. Es por esto por lo que esta fase constituye la mayor parte del trabajo en un proyecto de este tipo.

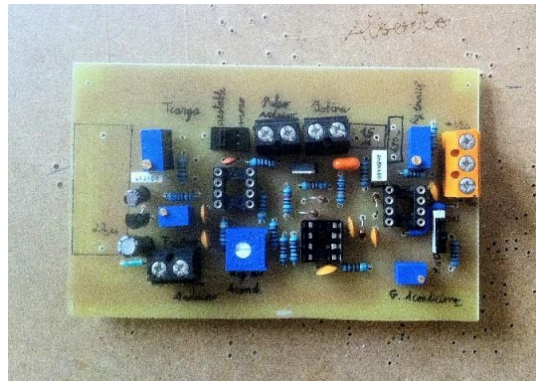
## 5.1.- El detector de metales

El prototipo, como ya se ha presentado en el apartado de diseño, consta de una placa inicial, una placa posterior que contiene la botonera, la placa de Arduino y la bobina.

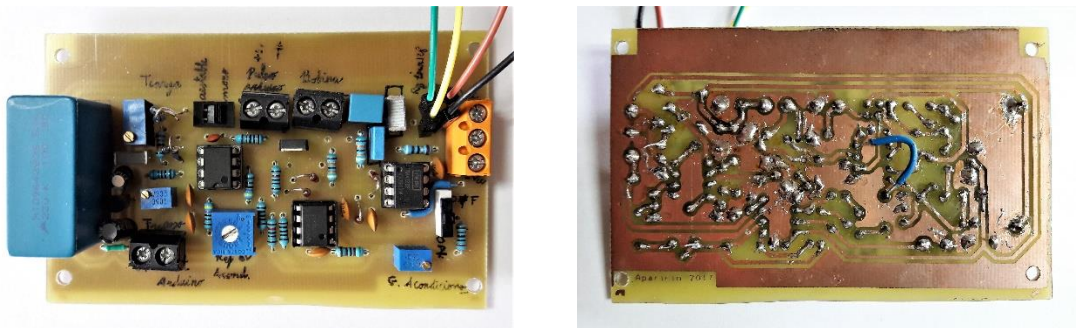
En la **Figura 5-1** se aprecia la placa principal correctamente etiquetada, y con los espacios correspondientes para soldarle condensadores, conforme sea necesario. Estos son los condensadores que forman el condensador variable nombrado como  $C_x$  en la fase de cálculos.

La **Figura 5-2** muestra también la placa principal, esta vez en su vista superior e inferior. En la imagen izquierda se ven varios cables soldados a la placa. Se debe a necesidades que surgen en el laboratorio. Al realizar pruebas, hubo varias resistencias que se calcularon como fijas, cuyos orificios, una vez desoldadas tales resistencias, fueron utilizados para unir potenciómetros de distinto valor de forma externa. En su mayoría, se han utilizado los potenciómetros incluidos en un

entrenador digital de laboratorio. A su vez, en la imagen derecha en la misma figura, se ve uno de los puentes que se comentaron en la fase de diseño.

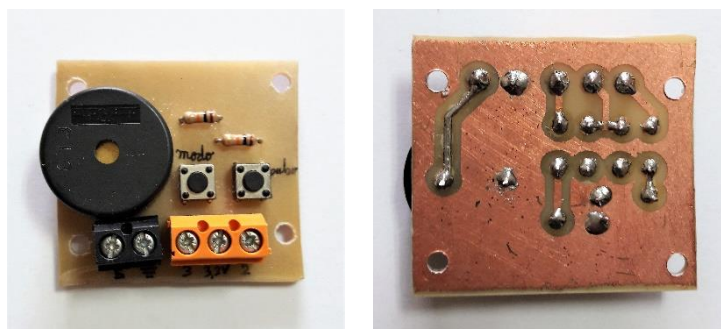


**Figura 5-1: Placa principal.**



**Figura 5-2: Placa principal lista para realizar ensayos. Partes superior e inferior.**

La botonera, su parte superior e inferior, se muestra en la **Figura 5-3**. Se observan los taladros realizados para colocar tornillos de soporte, y las etiquetas en pines y botones para tener claro como conectar y utilizar el dispositivo.



**Figura 5-3: Placa con botonera y cápsula generadora de sonido. Partes superior e inferior.**

Todas estas placas, más la de Arduino DUE, tanto para tener un diseño más atractivo de cara a la presentación, como para darle una estructura fija que lo haga portable, se fijan a una plancha de metacrilato como la que se incluye en la **Figura 5-4**. En la foto de la izquierda se encuentran todas las placas montadas, más un par de porta pilas de 8 pilas de 1,5 V cada uno, para obtener así +12 V y -12 V. Es cierto que el diseño ha sido estudiado alimentado a  $\pm 15$  V, sin embargo, con  $\pm 12$  V sigue funcionando bien para polarizar el regulador de tensión que, para generar

10 V a la salida, necesita al menos 2 V por encima de dicho valor. Además, no existen porta pilas de 10 pilas, que es lo que conseguiría el nivel deseado.

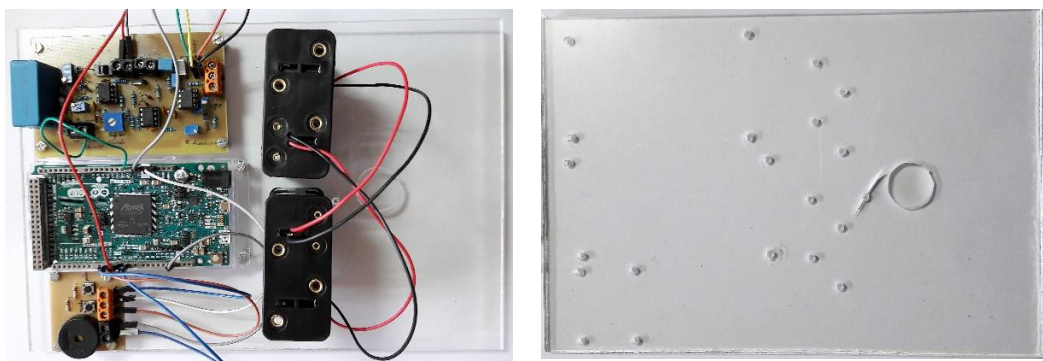


Figura 5-4: Prototipo montado (izqda.) sobre plancha perforada de metacrilato (dcha.).

En la **Figura 5-5**, aparecen las bobinas finalmente construidas. Una vez se tuvo el prototipo construido, y se comenzaron a realizar pruebas, nos pareció muy interesante el construir varias bobinas de distinto tamaño y número de vueltas a la del diseño principal. Así se puede realizar una comparativa, mediante la experimentación, acerca de las diferencias en sensibilidad y profundidad en las detecciones introducidas por el diámetro y número de espiras. A su vez, se analiza la veracidad de lo expresado en [1] [27], donde se dice que mayores diámetros detectan metales más grandes a mayor profundidad, y menores diámetros son más sensibles a objetos pequeños a cortas distancias. De esta forma, y siguiendo el proceso de cálculo explicado en apartados anteriores, se construyen dos bobinas más. Siguiendo de izquierda a derecha las imágenes de la **Figura 5-5**: bobina de madera de marquetería, 15 cm de diámetro y 60 vueltas de espira en un canto de 6 mm; bobina de cuerpo de corcho y exterior de cartón duro, 20 cm de diámetro, 125 vueltas de cobre y 3 cm de canto; bobina realizada con cartón-pluma para maquetas, 30 cm de diámetro, 350 vueltas y 15 mm de canto. De ahora en adelante, se hablará de BOB\_S, BOB\_M y BOB\_L, siguiendo la **Figura 5-5** de izquierda a derecha, para nombrar a las bobinas pequeña, mediana y grande, respectivamente (de 15 cm, 20 cm y 30 cm de diámetro).

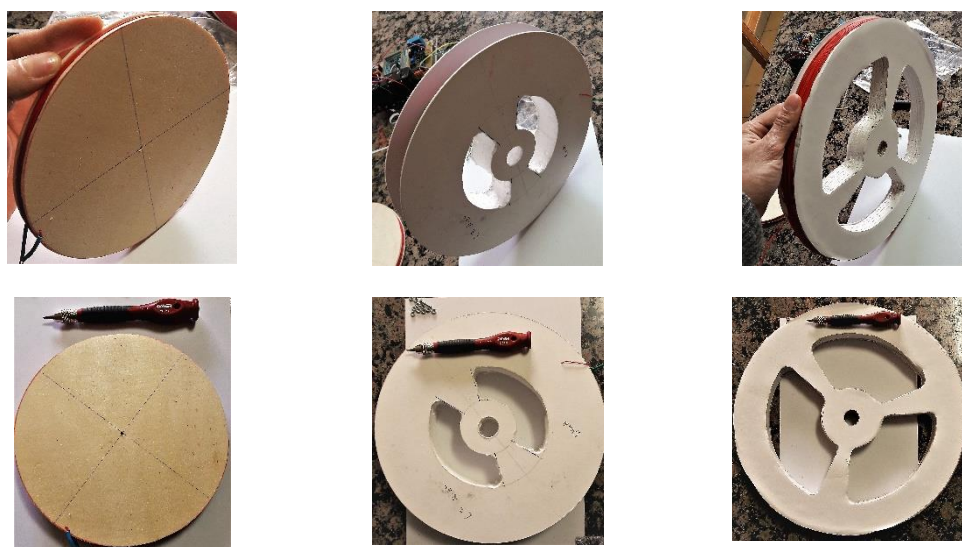
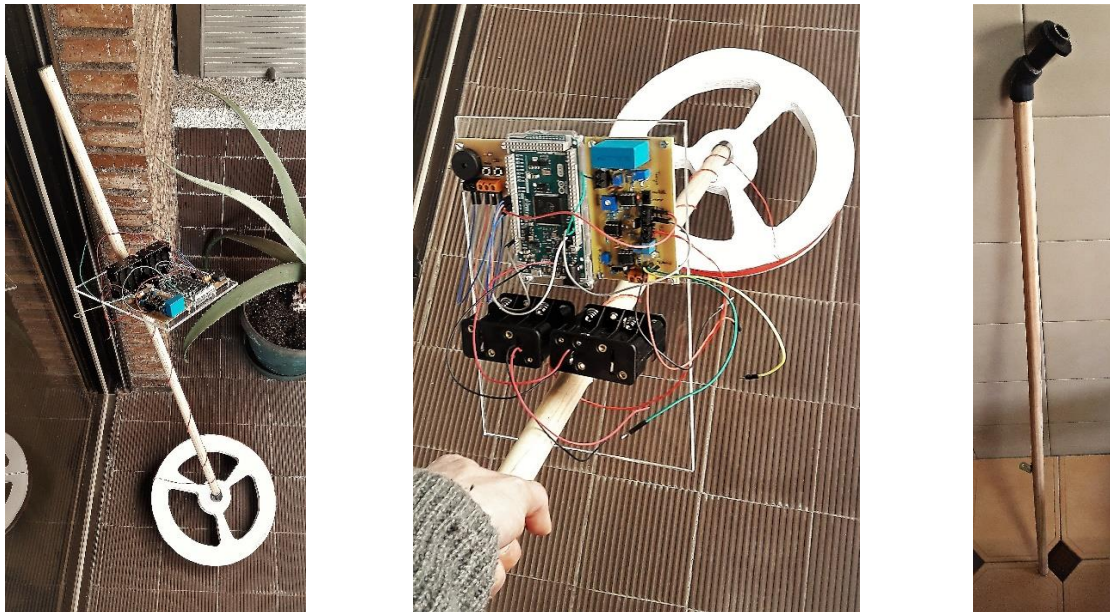


Figura 5-5: Conjunto de bobinas construidas. De izqda. a dcha. Bobinas de 15 cm, de 20 cm y de 30 cm.

Por último, sólo falta montarlo todo en un dispositivo portable y manejable para salir a detectar metales al exterior. A la derecha en la **Figura 5-6** se muestra el palo utilizado como mango del detector. Se trata de un palo de madera, pegado con pegamento a un codo de fontanería, y éste a su vez a un tubo más fino de fontanería. El extremo, que es por donde se introduce el cabezal, se fija mediante una goma que sujeta el cabezal sensor en su sitio. Además, cerca del extremo superior, se halla atornillado al palo un ángulo metálico, que se atornilla en su otro extremo a la plancha de metacrilato, dejándola fijada al mango del detector. Se han utilizado partes pequeñas de metal, puesto que no afectan al campo magnético gracias al ángulo introducido por el codo de plástico. Los campos magnéticos generados por bobinas de este tipo se pueden considerar casi verticales al cabezal. En las imágenes del centro y de la izquierda de la **Figura 5-6** se puede ver el aparato en funcionamiento y terminado.



**Figura 5-6: Detector de metales por pulsos. Dispositivo construido, en uso, y su palo de agarre.**

Con todos los materiales preparados, el siguiente paso es acudir al laboratorio a comprobar el funcionamiento del dispositivo. Se intentará adaptar el prototipo a los problemas que surjan y, en caso de errores, se revisará el diseño y los cálculos, y se cambiarán los componentes necesarios hasta obtener los valores objetivos. Y si todo esto no funciona, habrá que construir un nuevo prototipo.

## **5.2.- Ensayos de laboratorio**

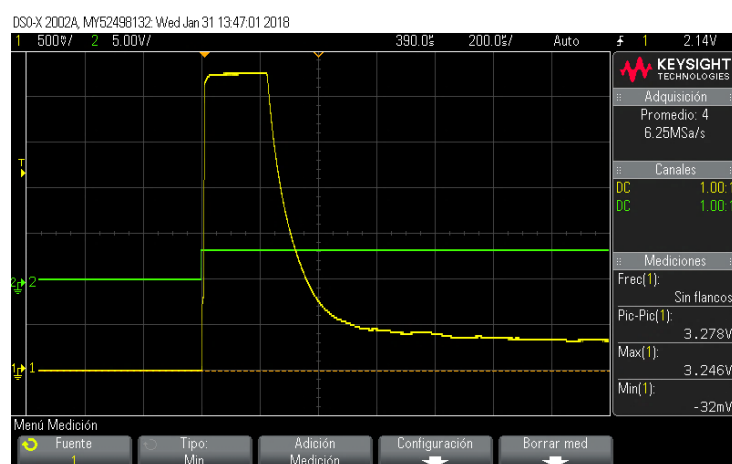
Se divide en dos apartados. En el primero, se mostrarán aquellos ensayos relativos al correcto funcionamiento de los componentes, a la amplitud de valores aportada por los componentes variables instalados, y a los ensayos realizados hasta encontrar la señal correcta. El segundo apartado estará dedicado a mostrar pruebas de detección de metales, con los valores fijos obtenidos en los ensayos anteriores.

## Ensayos de comprobación

Antes de pasar a analizar el comportamiento específico de las distintas partes del diseño, se empieza a medir y comprobar los puntos notables del circuito, para ver si da señal y es la correcta. Se coloca una sonda en las patillas del regulador de tensión, en la salida del circuito analógico de pulsos, y en otros puntos sensibles como la entrada y salida del amplificador, el circuito de carga del condensador, y el circuito de acondicionamiento. También se comprueba el uso de los interruptores incluidos en el diseño, tanto el que cambia de pulsos unitarios en modo monoestable a estable, como el que sirve para acondicionar la señal sin peligro para la entrada de Arduino.

Estas comprobaciones se realizan, en principio, conectando en lugar de la bobina, una señal ligeramente superior a  $\pm 16$  V, que es el valor de los diodos Zener colocados a la entrada del amplificador. Así es más fácil comprobar el margen dinámico, los cambios en la salida de acondicionamiento y si los componentes funcionan como debieran, constatando que el diseño está bien construido y bien soldado.

Primero, se muestra en la **Figura 5-7** la señal de salida correcta utilizando la bobina de 30 cm. En amarillo la señal de salida, y en verde el pulso de entrada.



**Figura 5-7: Señal de salida del dispositivo midiendo el vacío. Bobina de 30 cm. Función de primer orden.**

Ahora está el circuito listo para que se analicen las partes específicas de su diseño.

### Resistencia $R_6$

Aunque esta resistencia se ha diseñado y construido como fija, los múltiples análisis en laboratorio han hecho necesario variar muchas veces este valor. Para lo cual, tal como se ve en la **Figura 5-2**, se ha desoldado dicha resistencia y soldado cables en los orificios, que se conectan a potenciómetros externos, ya sea en una protoboard o en el entrenador digital (ver **Figura 5-8**).

Durante el diseño, se comentó que esta resistencia ha de ser de un valor relativamente bajo, para no producir demasiada caída de tensión en sus bornes. Además, según la ecuación (4-13) ( $\tau = R_6 C_x$ ), el tiempo de carga del condensador depende del valor de  $R_6$ . Esto provoca que, si el valor es muy bajo, el condensador se carga demasiado rápido y acaba afectando a la respuesta libre de la bobina. Esto se comprueba en los análisis mostrados en la **Figura 5-9**. En la imagen superior se aprecia la señal tomada con la sonda en el condensador, de color verde, cuando  $R_6$  vale 1 K $\Omega$ . La consecuencia es que el condensador apenas se carga, y el voltaje es de casi 0 V.

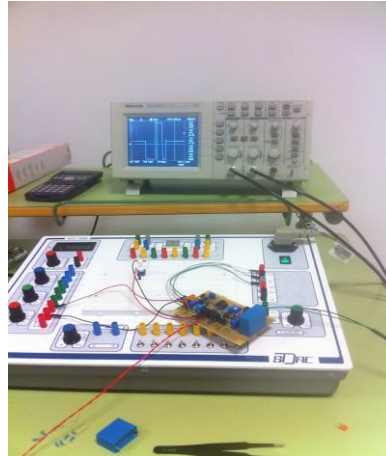


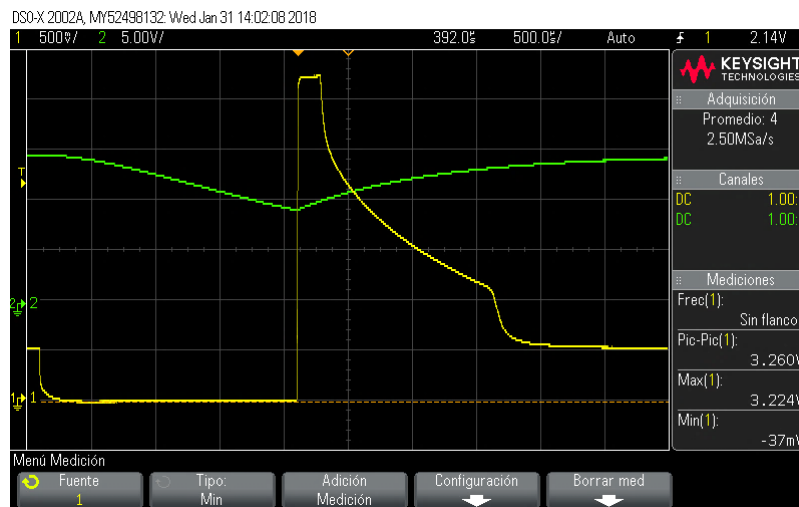
Figura 5-8: Entrenador digital utilizado como fuente de alimentación y de resistencias variables.

Conforme disminuye su valor, la carga se acerca a los 15 V antes de llegar al siguiente pulso. Si disminuye demasiado, la señal de salida se ve negativamente afectada (imagen inferior).



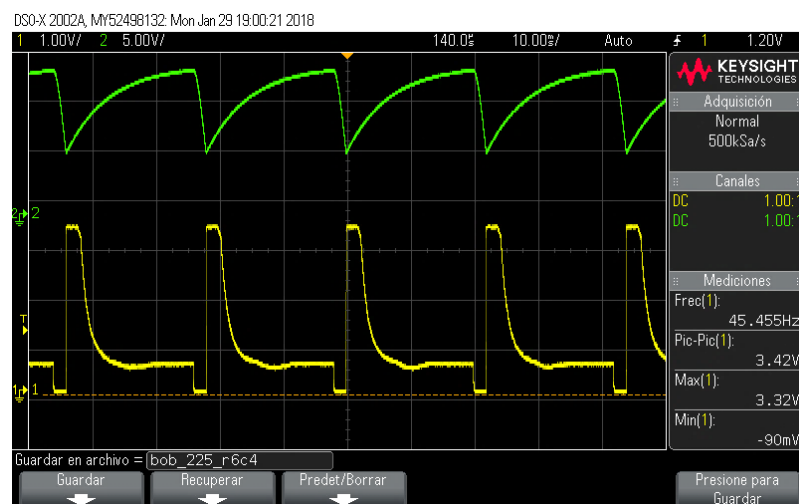
Figura 5-9: Variación de  $R_6$  entre 1 K $\Omega$  (superior) hasta valor cercano a 0  $\Omega$  (inferior).

Al aumentar la ganancia de amplificación y acercar la bobina a un objeto grande de metal, este efecto se ve con más claridad (ver **Figura 5-10**).



**Figura 5-10: Efectos negativos de una  $R_6$  demasiado baja. La respuesta libre pierde su forma.**

Los valores específicos de la resistencia varían según se utilice una bobina u otra. Sí se puede afirmar que el valor recomendado es aquel que permite la mayor y más rápida carga del condensador, sin afectar la señal. Un ejemplo de esto se ve en la **Figura 5-11**. La señal en amarillo, en su esquina superior derecha, empieza a mostrar signos de alteración. Bastaría con reducir mínimamente el valor de  $R_6$ .



**Figura 5-11: Valor recomendado de  $R_6$ .**

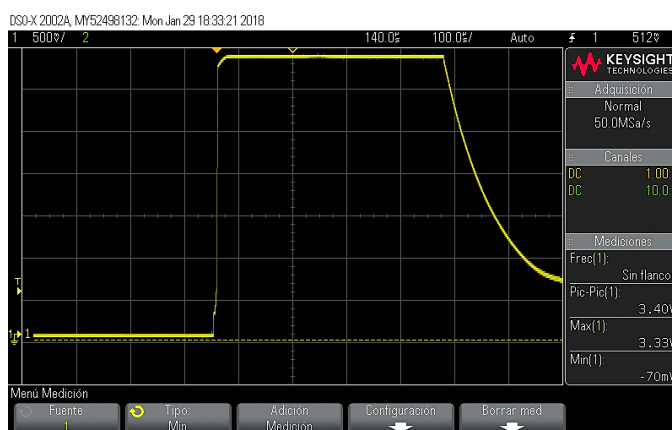
### *Resistencia en paralelo con la bobina. Amortiguamiento*

Basados en el análisis de *Laplace* de la impedancia compleja de una bobina en paralelo con un condensador y una resistencia, más varias simulaciones, se llegó a la conclusión, para la bobina de 30 cm, que la resistencia a utilizar habría de ser de 3.3 K $\Omega$ , y el condensador de 1 nF. Mediante el uso de un potenciómetro de 10 K $\Omega$ , se ha podido ver en directo cómo afecta el valor de la resistencia en paralelo conforme se acerca un metal al sensor. Y se ha constatado que lo mejor para la bobina más grande es fijar el valor a 3.6 K $\Omega$ , muy cerca de los valores calculados. El condensador, sin embargo, se ha dejado en 100 pF.



**Figura 5-12:** Amortiguación en la bobina de 30 cm. R de 10 KΩ (izqda.), y de 3.6 KΩ (dcha.).

Es importante no amortiguar demasiado, puesto que se acaba enmascarando la señal producida por los metales más pequeños o a mayor distancia. En **Figura 5-12** se muestra el ejemplo de la buena amortiguación de la señal, hasta conseguir una función de primer orden, mucho más fácil de analizar. Si bien aquí la señal decae completamente en 350  $\mu$ s aproximadamente desde que se da el pulso, en la **Figura 5-13**, debido a un exceso en la amortiguación, tarda 650  $\mu$ s. Es casi el doble. De dejarlo así, todo metal que incremente la constante de tiempo de la respuesta de la bobina en menos de 300  $\mu$ s, quedará oculto.



**Figura 5-13:** Exceso de amortiguación de respuesta de la bobina.

### *Ganancia de amplificación*

La otra resistencia que se ha desoldado para conectar distintos potenciómetros de forma externa y realizar ensayos, es aquella que controla la ganancia del amplificador. Diseñada inicialmente para alcanzar cerca de 300 V/V de amplificación, los ensayos, más un segundo análisis de la documentación, forzaron el probar valores mayores. Para esto, se cambia la resistencia fija a una de 9.1  $\Omega$ , y los cables soldados a los orificios dejados por la resistencia variable, se conectan al potenciómetro de 1 K $\Omega$  del entrenador digital. Esto da un nuevo rango de 50 V/V – 5500 V/V de amplificación aproximadamente. Por lo general, se actuará entre 1000 V/V y 2000 V/V.

Los efectos del cambio de ganancia se muestran en la **Figura 5-14**. En las pruebas, realizadas con la bobina de 30 cm de diámetro, y con unos alicates grandes situados aproximadamente a 20 cm del centro del sensor, se hace una captura de pantalla (izquierda) a 50 V/V de amplificación. El cambio a 5500 V/V es muy notable (imagen derecha). La contrapartida es que se amplifican también señales provenientes de los muchos elementos del laboratorio, la red eléctrica, etc. Como consecuencia, aparece un cierto ruido y oscilación en la curva de la imagen de la derecha.



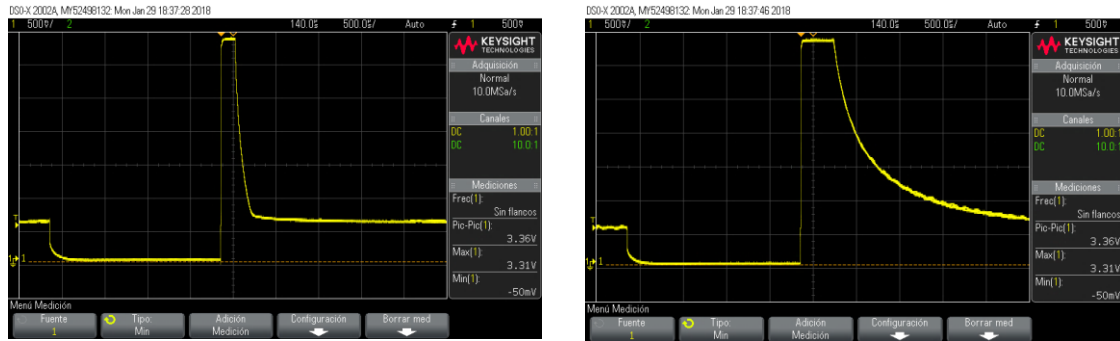


Figura 5-14: Ganancia de amplificación. 50 V/V (izda.) y 5500 V/V (dcha.).

Se recomiendan valores de amplificación cerca de los 2000 V/V, que según se han visto, dan mejores resultados, como se aprecia en la **Figura 5-15**.

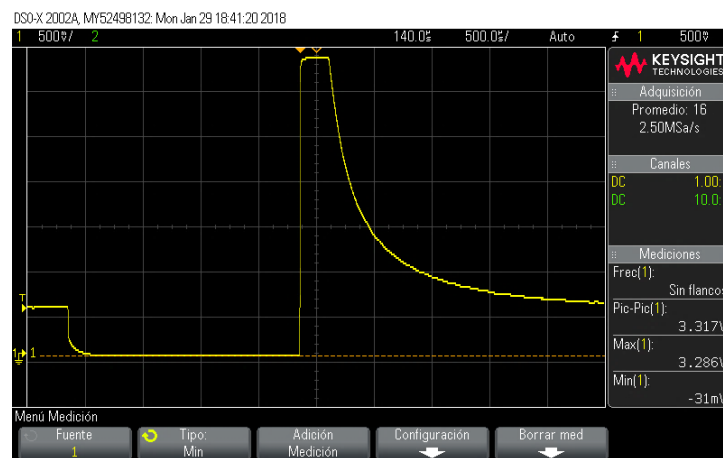


Figura 5-15: Ganancia óptima. 2000 V/V.

Por el contrario, al comprobar si esto afecta de forma muy negativa al análisis por mínimos cuadrados utilizado para variar la frecuencia de pitido, no se ha notado diferencia. Salvo la posibilidad de detección a mucha mayor distancia, con la ganancia al máximo. Esto puede deberse al hecho de que los mínimos cuadrados miden la variación relativa del área encerrada por la señal. Aun así, no se recomienda. Aunque esto valga en un par de ensayos de laboratorio, de cara a un funcionamiento estable, esto podría implicar la constante toma de muestras en el vacío para compensar las nuevas interferencias que pueden ir penetrando en la señal. Y, además, sí afectaría en caso de intentar realizar otro tipo de análisis a la señal, como puede ser medir el retardo entre una medida y otra, o los cambios de voltaje en determinado punto de la señal.

### Acondicionamiento de señal

Los componentes utilizados finalmente en la etapa de acondicionamiento han variado bastante respecto de lo calculado. Recordando los valores de ganancia de los cálculos, se pretendía que fuesen de entre 0.07 – 0.17. Al multiplicarlo por  $V_{in}$ , que varía entre  $\pm 15$ , debería dar un rango de  $\pm (1.05 - 2.55)$  V. Sin embargo, las imágenes de la **Figura 5-16**, muestran que, para un valor de referencia de 500 mV, la ganancia consigue que el valor máximo de la salida varíe entre 2.280 – 4.035 V. Estos valores, al restarle la referencia (500 mV), quedarían en un rango de  $\pm (1.78 - 3.535)$  V. Similar, pero mayor al obtenido en cálculos; se han utilizado otros valores de resistencias. La ausencia de valores negativos en la señal se explicará más adelante.



Figura 5-16: Rango de valores entre los que varía la ganancia del acondicionamiento.

Análogamente, para el ajuste de la referencia, se diseñó para que oscilase entre 0.7 – 4.3 V. De nuevo, utilizando componentes de valores distintos a los calculados, se muestra en la **Figura 5-17** los valores experimentales obtenidos para el *offset*. La señal de la captura de pantalla situada a la izquierda, en su límite inferior, toma un valor de 324 mV. El límite superior llega hasta 2.72 V. A efectos prácticos es más que suficiente; sólo se necesita que la salida oscile entre 0 – 3.3 V.



Figura 5-17: Modificación del *offset* en la etapa de acondicionamiento. Límites inferior y superior.

En cuanto a la práctica ausencia de voltajes negativos a la salida, incluso cuando la ganancia y/o el *offset* son máximos, se debe a la colocación a la salida de un diodo 1N41004 de rectificación. Se llegó a la decisión de utilizar un diodo, teniendo en cuenta que lo que interesa analizar es la señal de primer orden que se ve en todas las capturas de pantalla. Esta señal va desde la referencia hasta la saturación positiva. Quiere decir que toda la parte del rango de la señal por debajo de la referencia no interesa. Utilizando un diodo, se elimina la parte que no interesa, se aumenta el margen dinámico a análisis de la señal disponible, y se coloca un mecanismo de seguridad añadido contra tensiones negativas que puedan entrar al microcontrolador. El efecto, según la **Figura 5-18**, es claro. Se pasa de una señal (izquierda) con un valor negativo de 2.2 V, lo que forzaría a variar los valores de acondicionamiento para que la señal quede entre 1.65 V (referencia) y 3.3 V, a la señal derecha, con un negativo del orden de milivoltios, y toda la señal de interés ocupando la mayor parte del margen dinámico.

Si se amplía la señal, se verá (**Figura 5-19**) que el voltaje negativo no supera los – 20 mV. Contrastado con la hoja de datos del micro de Arduino DUE [26], en la parte en que se especifican los máximos absolutos, las entradas no rompen mientras no se sobrepasen los – 300 mV. Se concluye que los valores son correctos. Sin embargo, para mayor seguridad, el valor de referencia se sube un poco hasta los 500 mV, en lugar de dejarlo al mínimo, por haber observado un pico negativo en los ensayos.

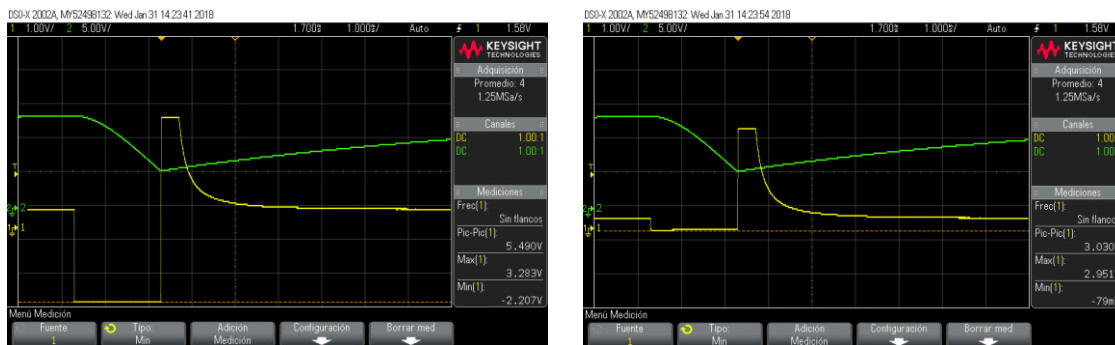


Figura 5-18: Rectificación mediante diodo de pequeña señal para aumentar margen dinámico.

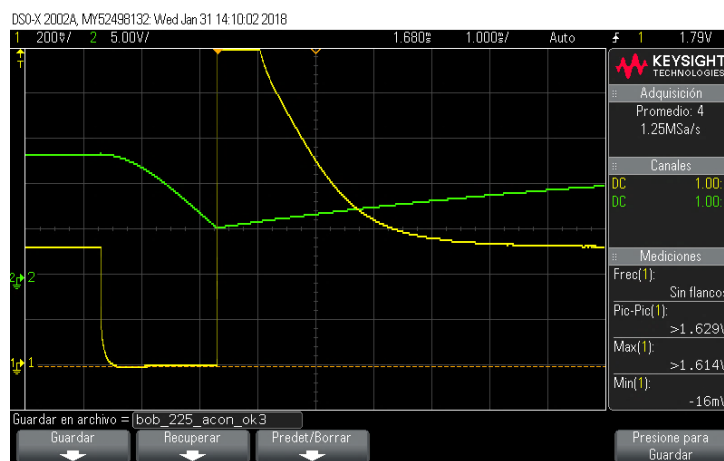


Figura 5-19: Valor negativo real fruto de la polarización inversa del diodo.

## Ensayos de detección de metales

Se pretende realizar una batería de ensayos comparando la sensibilidad de cada bobina ante objetos pequeños, además de la profundidad de detección de objetos de mayor tamaño. Se realizan, también, varios ensayos para estudiar las posibilidades de discriminación entre materiales ferrosos y no ferrosos. Otra serie de pruebas demuestran lo importante de la geometría y la orientación de las muestras. Por último, se comprueba la distancia de detección de una moneda de 1 €.

Las muestras utilizadas son las que aparecen en la Figura 5-20. El pequeño candado de metal, de 2 cm de altura, se usa para probar la sensibilidad de las tres bobinas a objetos pequeños. Como objeto grande, para comparar la profundidad de detección, se utiliza la tuerca de acero al carbono. La tuerca de bronce —no ferroso—, muy similar a la de acero —ferroso—, se utiliza en las pruebas de discriminación entre materiales ferrosos y no ferrosos. Por último, la pletina de acero al carbono de 10x10x1 cm, se usa para demostrar la importancia del ángulo en el que se encuentra el objeto con respecto a la bobina.

Para realizar todas estas pruebas, se ha fabricado un soporte de cartón que mantenga la muestra en el centro de la espira, con las distancias a probar marcadas, tal como se aprecia en la **Figura 5-21**.



Figura 5-20: Muestras utilizadas en los ensayos de detección de metales.



Figura 5-21: Regla de medida y soporte para muestras.

En la **Tabla 5-1** se establece la configuración del dispositivo usada para cada bobina. La resistencia nombrada como  $R_{\text{paralelo}}$ , se refiere a la utilizada en paralelo con la bobina, con fines de amortiguamiento de la señal.

Tabla 5-1: Configuración del dispositivo para cada bobina.

Bobina	$R_6$ ( $\Omega$ )	$R_{\text{paralelo}}$ (K $\Omega$ )	Amplificación (V/V)	Ancho pulso ( $\mu\text{s}$ )
15 cm	46	0.77	Máxima	300
20 cm	300	1.00	2000	300
30 cm	430	3.60	2600	2000

### *Pruebas de sensibilidad ante objetos pequeños*

Se comienza con la bobina BOB\_S. Tras configurar el prototipo con los valores de la **Tabla 5-1**, se toma una muestra en vacío (ver **Figura 5-22**). A continuación, con la muestra tumbada — el candado pequeño— sobre el soporte reglado de cartón, se va acercando al centro de la bobina. Se detectan cambios visibles por debajo de los 10 cm. Por tanto, se toman dos medidas, a 5 cm y

a 0 cm, tal como se muestra en la **Figura 5-23** y **Figura 5-24** respectivamente. Todas las figuras incluyen la señal de salida en amarillo, y el pulso de entrada en verde.

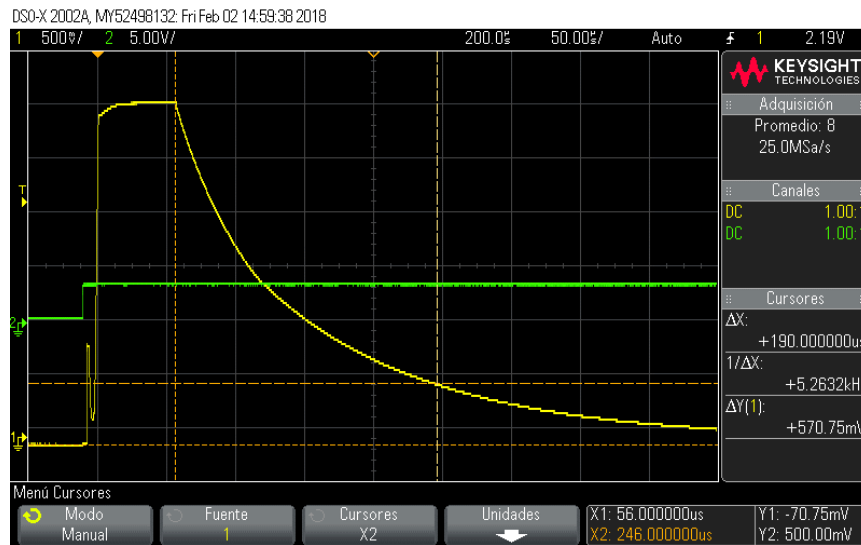


Figura 5-22: Medida en el vacío con bobina BOB\_S.

En las figuras mostradas, la marca vertical situada más a la derecha marca el punto en el que se considera que la señal ha terminado, puesto que toca a la marca horizontal, colocada a 500 mV, que representa la referencia o cero de señal, fijado así en la etapa de acondicionamiento. Como dato a considerar para realizar la comparativa, se toma la diferencia en el tiempo que tarda en decaer la señal en vacío, y con una muestra en sus cercanías. Así, para BOB\_S, según la **Figura 5-22**, la señal decae en 190 μs. Estos datos se mostrarán recogidos en tablas y gráficas en el apartado de resultados.

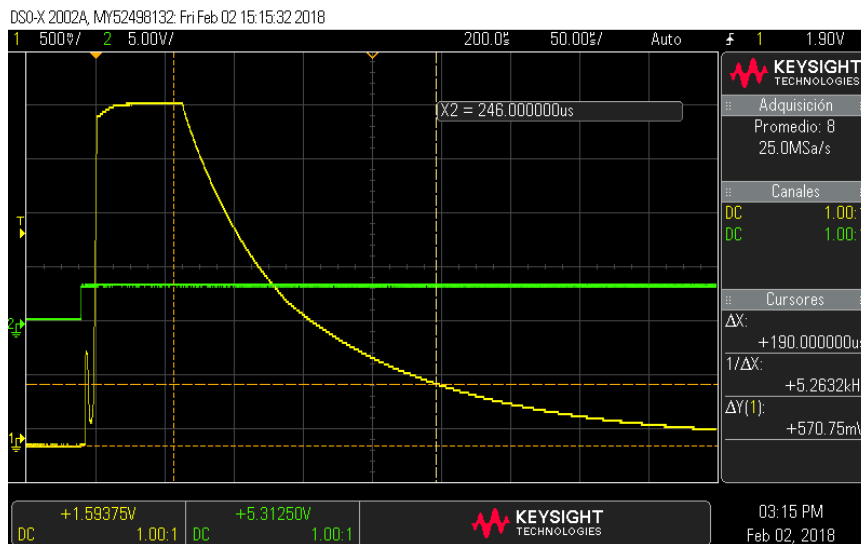


Figura 5-23: Candado de metal a 5 cm del cabezal BOB\_S.

La **Figura 5-23** indica que la señal decae en el mismo tiempo, por lo tanto, en los resultados que se van a recoger se mostrará como un nulo. Sin embargo, es interesante fijarse, de cara a

análisis posteriores, en que la señal se encuentra desplazada en su parte superior —la marca vertical indica el punto en que la señal sale de la saturación en vacío—. Esto significa que la señal ha ganado en amplitud, aun volviendo a la referencia en el mismo instante de tiempo.

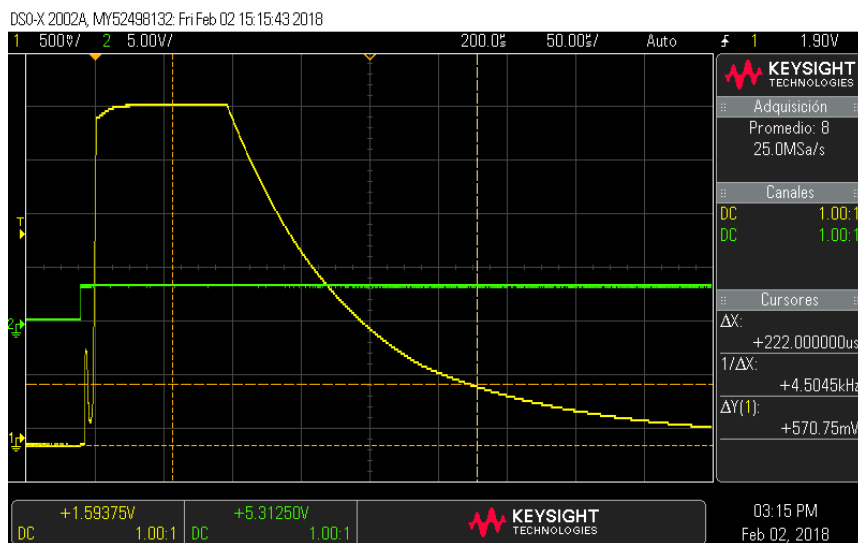


Figura 5-24: Candado de metal a 0 cm de BOB\_S.

La **Figura 5-24**, con la muestra más cerca del sensor, aumenta amplitud y constante de tiempo simultáneamente.

Se cambia a BOB\_M, se reconfigura el dispositivo, y se toma una captura midiendo en vacío (ver **Figura 5-25**). Se anota que el tiempo en que decae la señal es de 220  $\mu$ s. Se coloca la regla de cartón, y el candado tumbado se va acercando al centro de BOB\_M, provocando cambios en la señal conforme el objeto se acerca a menos de 15 cm. Se toman capturas a 10 cm, 5 cm y 0 cm mostradas en **Figura 5-26**, **Figura 5-27** y **Figura 5-28**, respectivamente, considerando la medida a 15 cm como de detección nula, a la hora de confeccionar los resultados. En las figuras referenciadas, al contrario que con BOB\_S, lo que varía antes y de manera más brusca es la constante de tiempo de la señal. Mientras que su amplitud aumenta de forma similar a la bobina más pequeña.

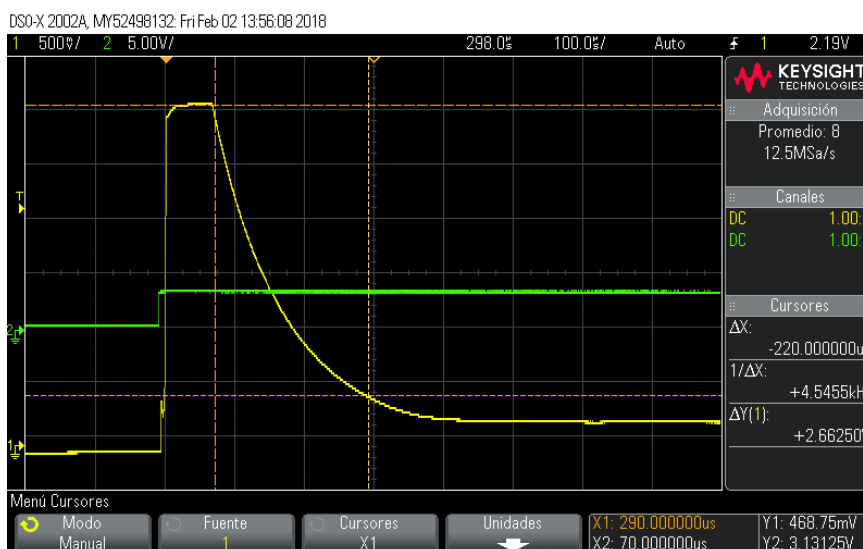


Figura 5-25: Medida en el vacío con BOB\_M.

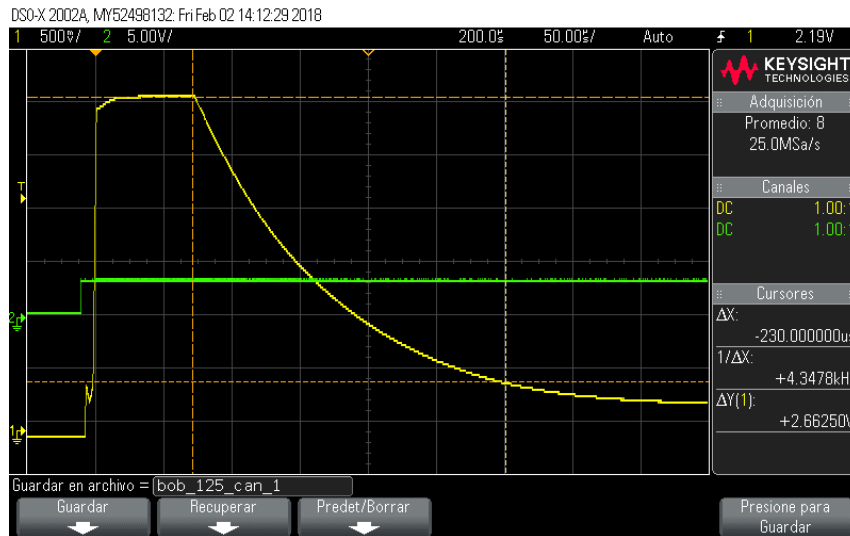


Figura 5-26: Medida de candado a 10 cm de BOB\_M.

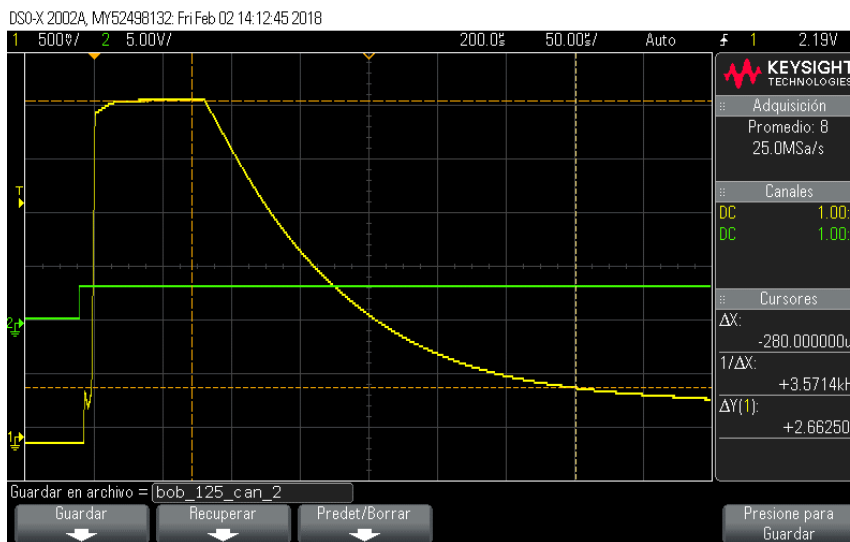


Figura 5-27: Medida de candado a 5 cm de BOB\_M.

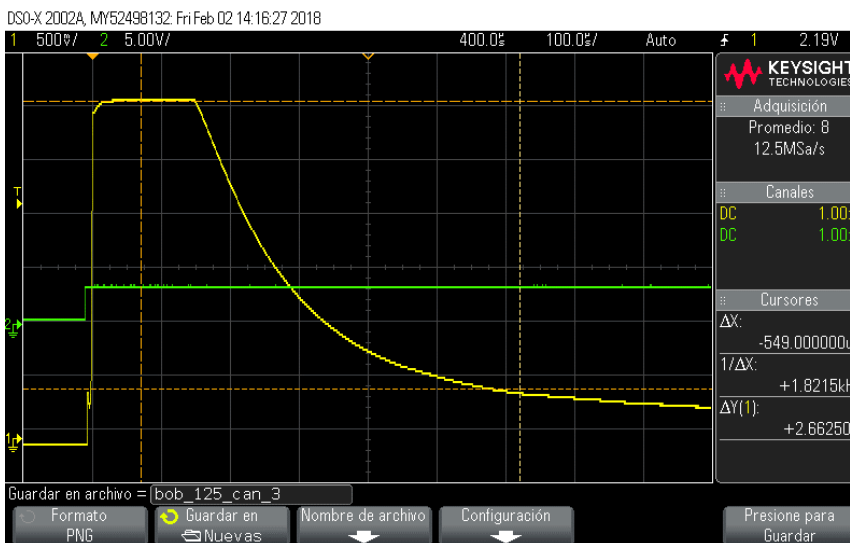
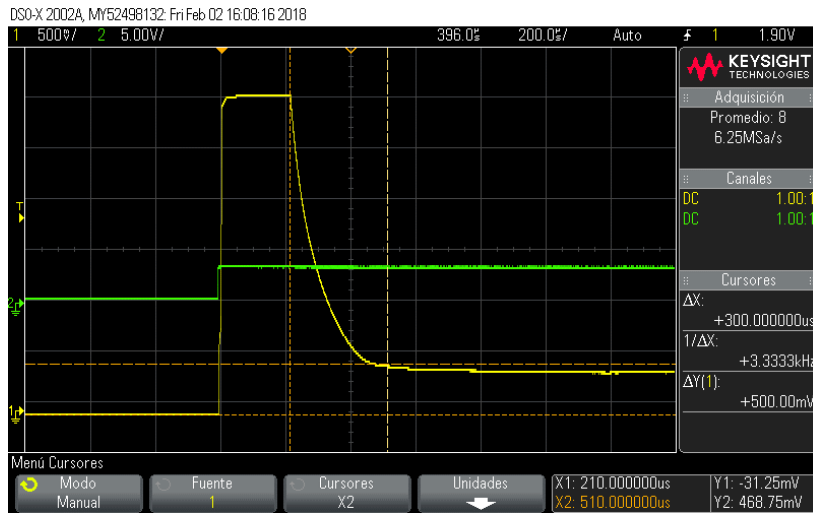
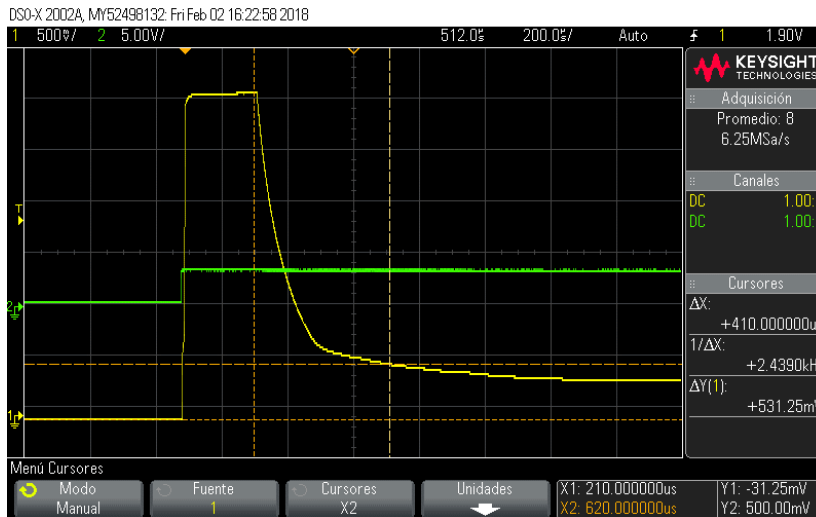


Figura 5-28: Medida de candado a 0 cm de BOB\_M.

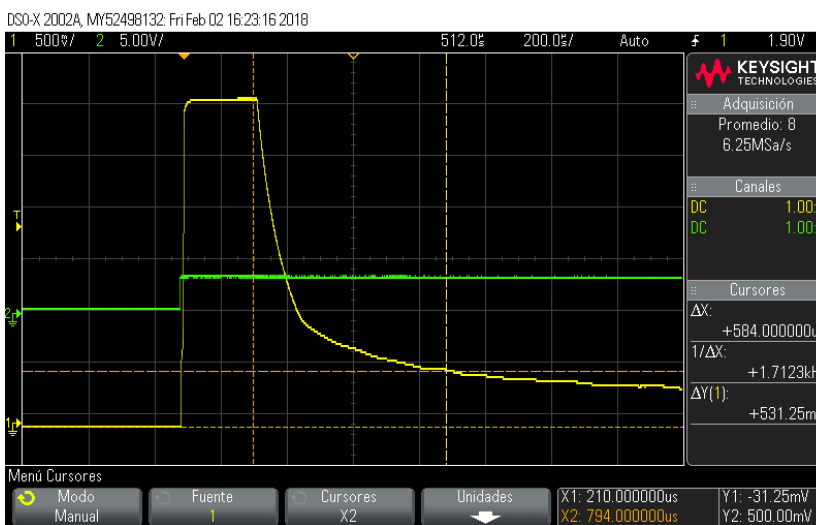
Por último, se hacen capturas al vacío y con candado con BOB\_L (**Figura 5-29 - Figura 5-33**).



**Figura 5-29: Medida en el vacío con BOB\_L.**



**Figura 5-30: Medida de candado a 15 cm de BOB\_L.**



**Figura 5-31: Medida de candado a 10 cm de BOB\_L.**



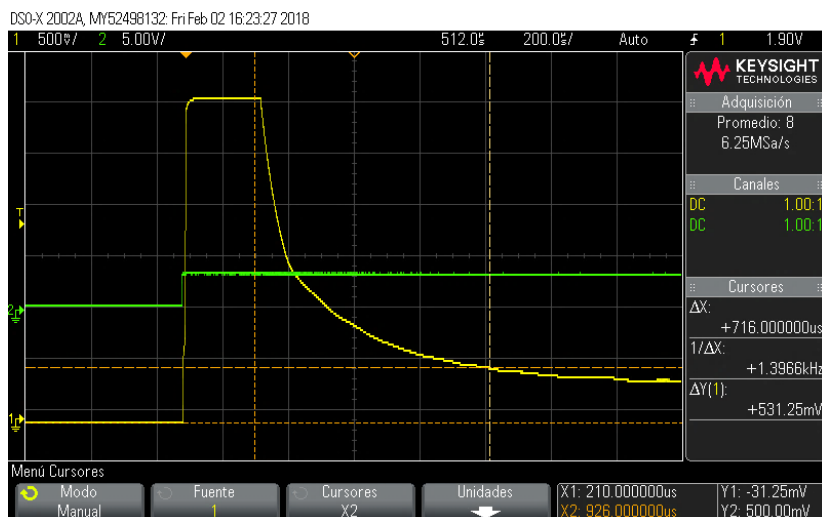


Figura 5-32: Medida de candado a 5 cm de BOB\_L.

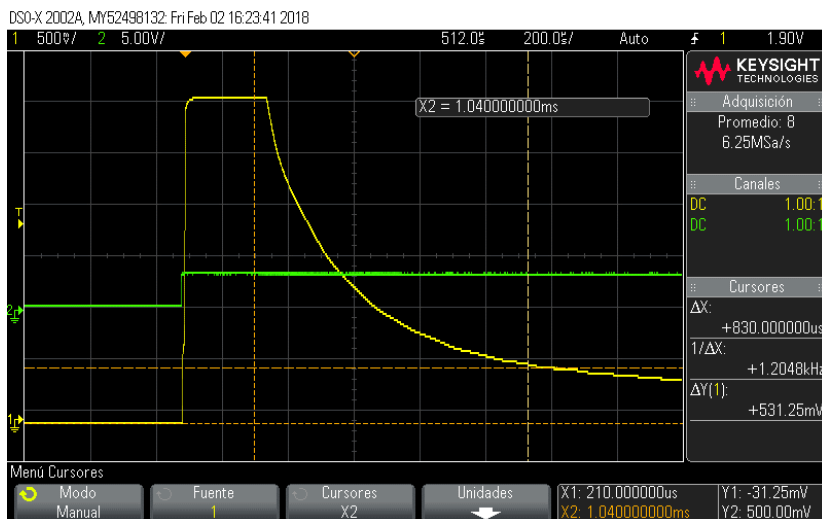


Figura 5-33: Medida de candado a 0 cm de BOB\_L.

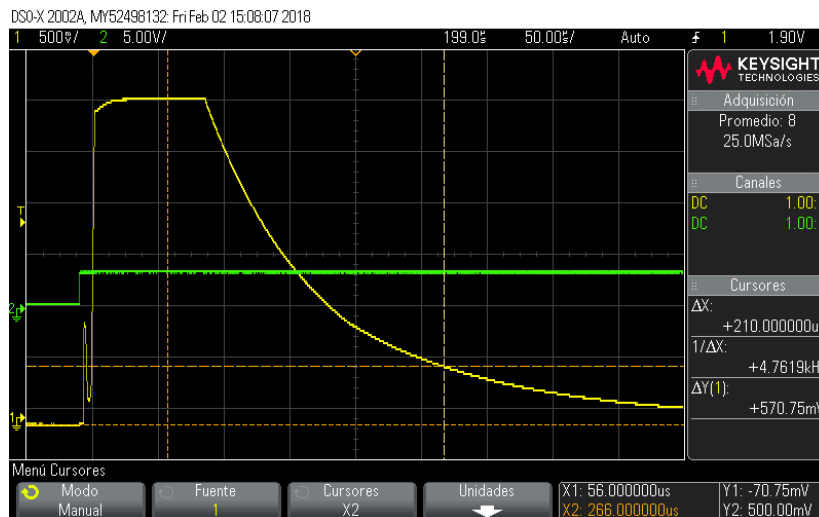
En este caso, la referencia de tiempo en que decae la señal en vacío que se toma es de 300  $\mu$ s. La bobina empieza a mostrar cambios visibles en su señal poco antes de los 15 cm, motivo por el cual la primera captura (**Figura 5-30**) es a esa distancia. La amplitud con esta bobina aumenta muy ligeramente, en comparación con las anteriores.

En los ensayos realizados se aprecia lo siguiente. Las bobinas más pequeñas tienen menor rango de influencia, sin embargo, cuando el candado entra en éste, la señal varía de forma brusca, de manera similar tanto en amplitud como en constante de tiempo. BOB\_M reacciona de manera ligeramente más intensa que el sensor más pequeño. BOB\_L aumenta su constante de tiempo de manera constante en un rango de distancias más amplio a las anteriores, sin tener el pico de intensidad en sus cercanías. Además, la variación en su amplitud es incluso algo menor que con los otros sensores, al contrario que su constante de tiempo, mucho mayor en comparación.

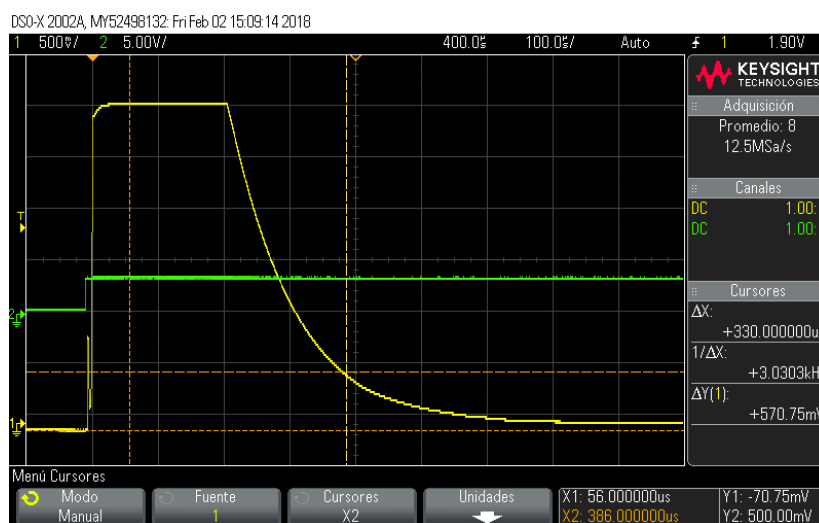
### *Pruebas de profundidad de detección con objetos grandes*

Las capturas al vacío se omitirán, puesto que ya se han tomado en el apartado inmediatamente anterior.

Igual que antes, se comienza con BOB\_S, esta vez, utilizando la tuerca de acero al carbono (material ferroso). Al deslizar la muestra tumbada a lo largo del soporte de cartón, la salida comienza a variar por debajo de los 15 cm. Se muestran capturas de la detección a 10 cm, 5 cm y 0 cm en **Figura 5-34 - Figura 5-36**. Observando las señales, la primera, con la muestra grande a 10 cm, es muy similar a la de la **Figura 5-24**, en la que el candado toca a la superficie de la bobina. A medida que la tuerca avanza hacia el sensor, lo que aumenta de forma más significativa es la amplitud, al menos con respecto a la diferencia en constante de tiempo.



**Figura 5-34: Medida de tuerca de acero a 10 cm de BOB\_S.**



**Figura 5-35: Medida de tuerca de acero a 5 cm de BOB\_S.**

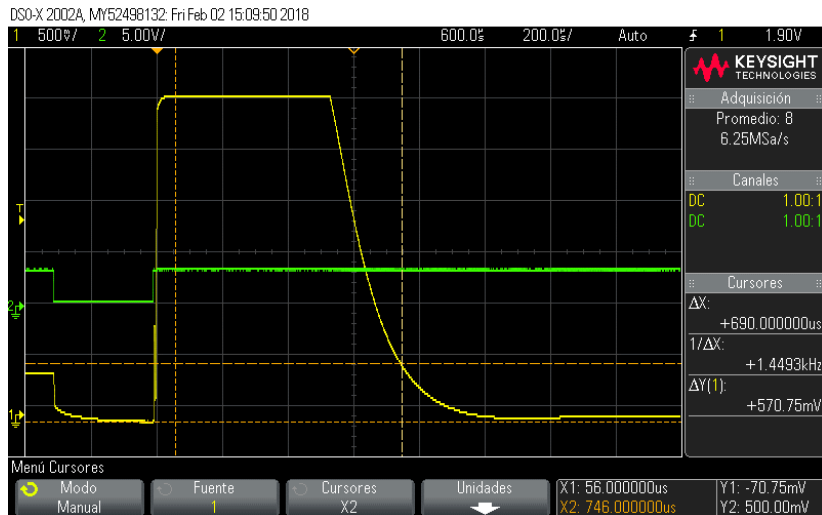


Figura 5-36: Medida de tuerca de acero a 0 cm de BOB\_S.

Cambiando al cabezal BOB\_M, se comienza a detectar la tuerca por debajo de los 20 cm.

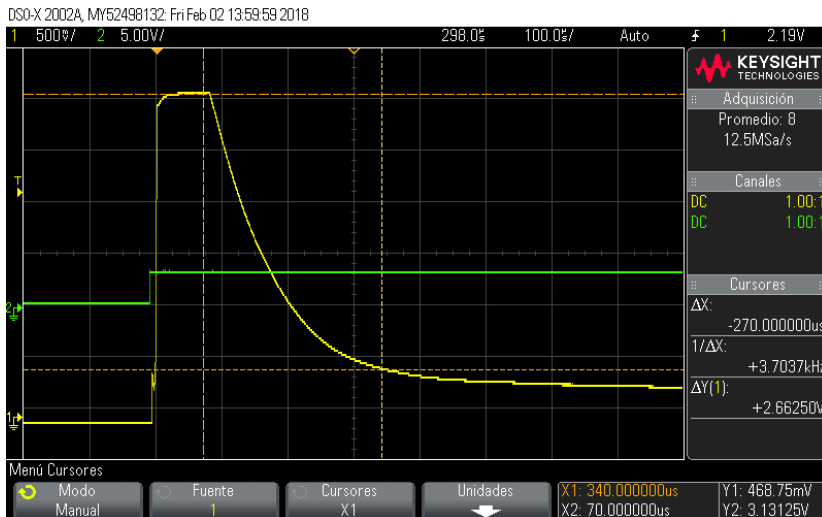


Figura 5-37: Medida de tuerca de acero a 15 cm de BOB\_M.

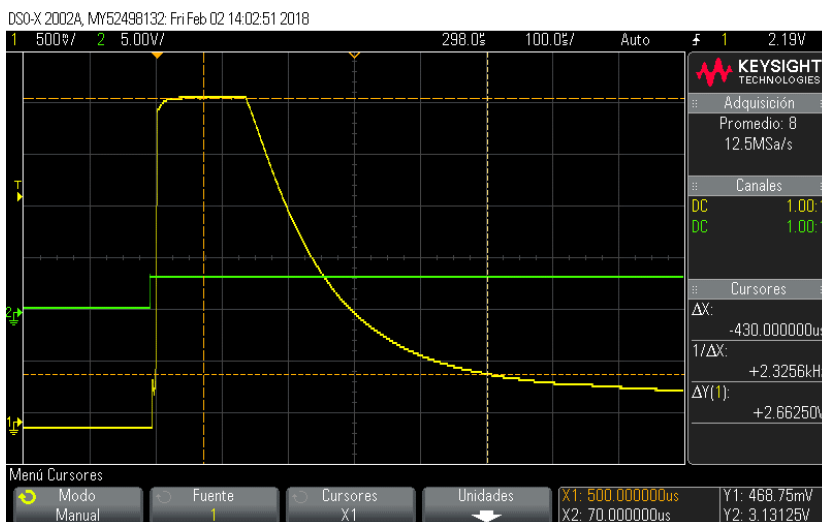


Figura 5-38: Medida de tuerca de acero a 10 cm de BOB\_M.

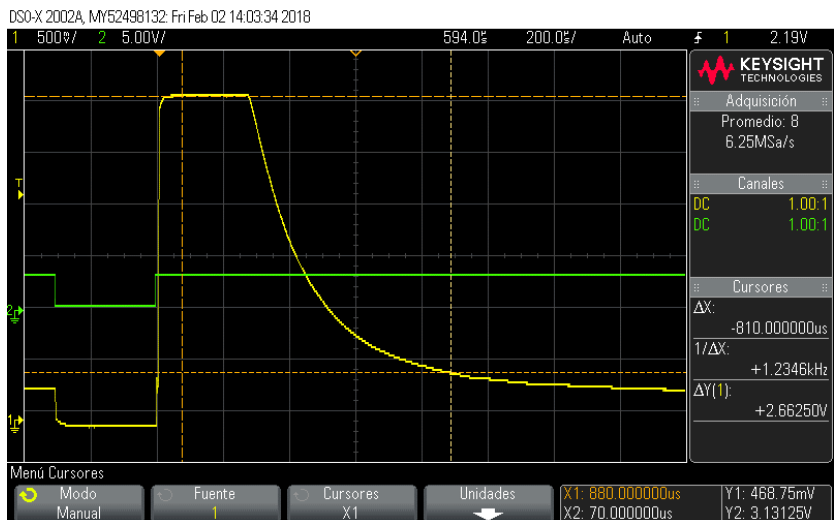


Figura 5-39: Medida de tuerca de acero a 5 cm de BOB\_M.

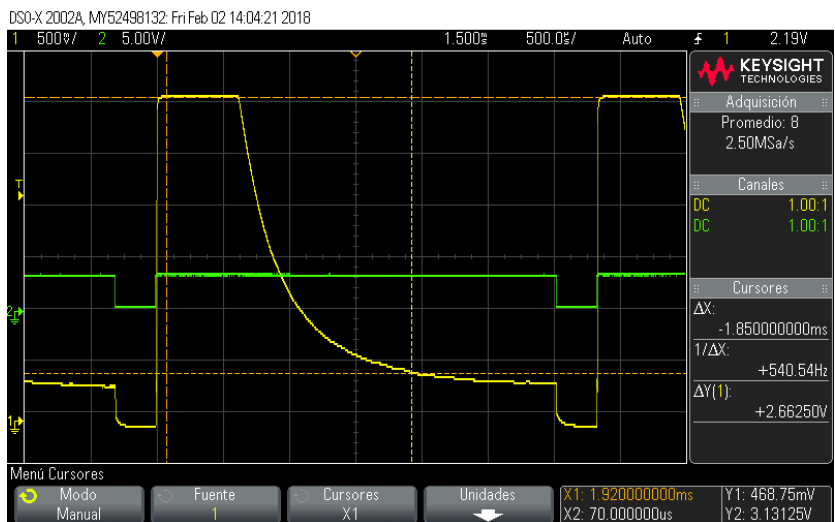


Figura 5-40: Medida de tuerca de acero a 0 cm de BOB\_M.

Se toman medidas de la señal de BOB\_M con la tuerca de acero a 15, 10, 5 y 0 cm del centro de esta (**Figura 5-37** - **Figura 5-40**). Si se compara con las realizadas con la bobina menor, el cambio en amplitud es casi idéntico, en contraste con su constante de tiempo, que se ve muy incrementada.

Se repite el proceso para BOB\_L, y se muestran sus capturas de mayor a menor distancia en **Figura 5-41** - **Figura 5-46**. Esta bobina de mayor tamaño y número de espiras comienza a notar cambios a más de 25 cm. En las subsiguientes figuras, se muestran las capturas tomadas cuando la tuerca se encuentra a 25, 20, 15, 10, 5 y 0 cm.

Ambas, amplitud y constante de tiempo, aumentan con mayor intensidad en esta bobina con respecto a las anteriores. De nuevo, muestra un mayor rango de detección y sus respuestas son más constantes, frente a la brusquedad de las reacciones de las bobinas más pequeñas. Éstas reaccionan con gran intensidad en su cercanía. BOB\_M, con más del doble de espiras, aumenta su constante de tiempo en mayor proporción a BOB\_S. Sin embargo, lo más notable es el cambio brusco en amplitud en ambas, que provoca un aumento de la pendiente de la curva considerable.

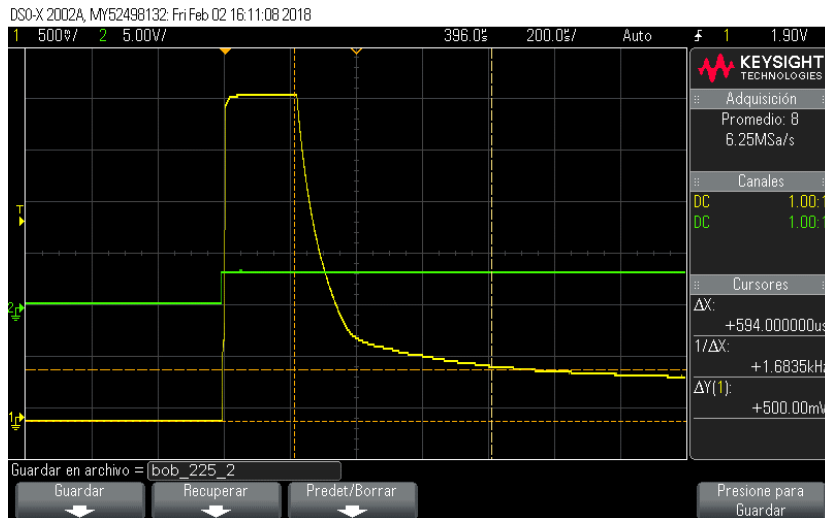


Figura 5-41: Medida de tuerca de acero a 25 cm de BOB\_L.

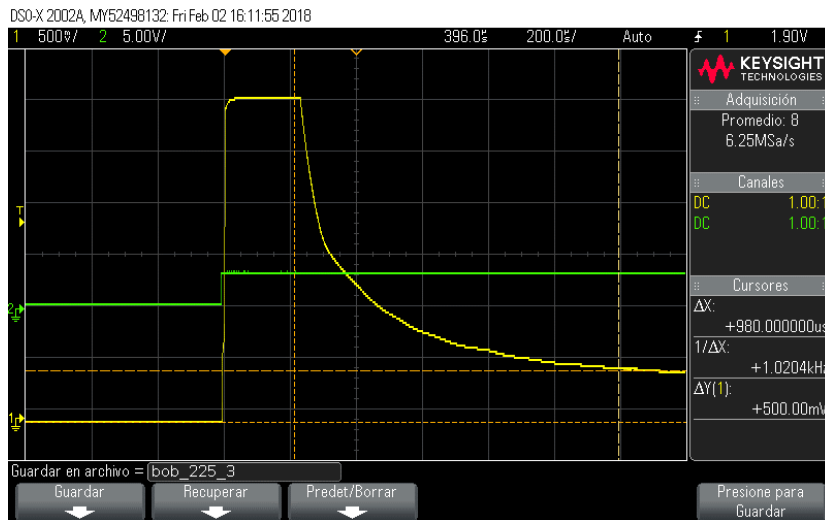


Figura 5-42: Medida de tuerca de acero a 20 cm de BOB\_L.

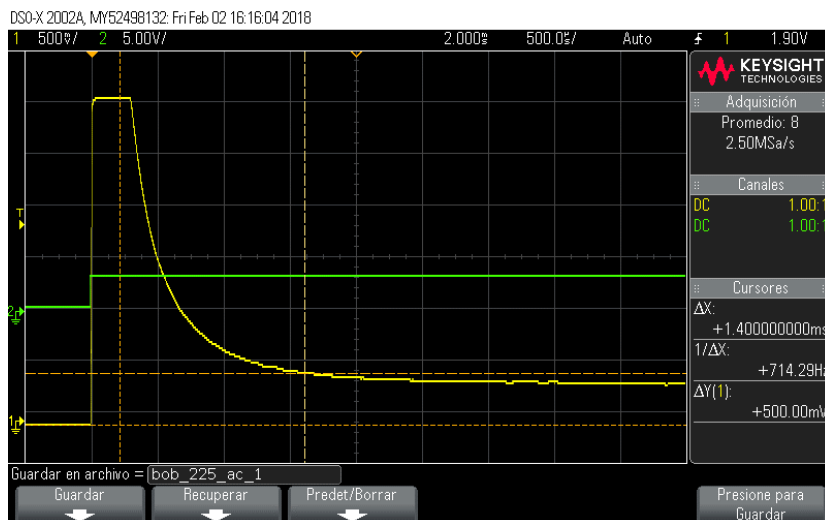


Figura 5-43: Medida de tuerca de acero a 15 cm de BOB\_L.

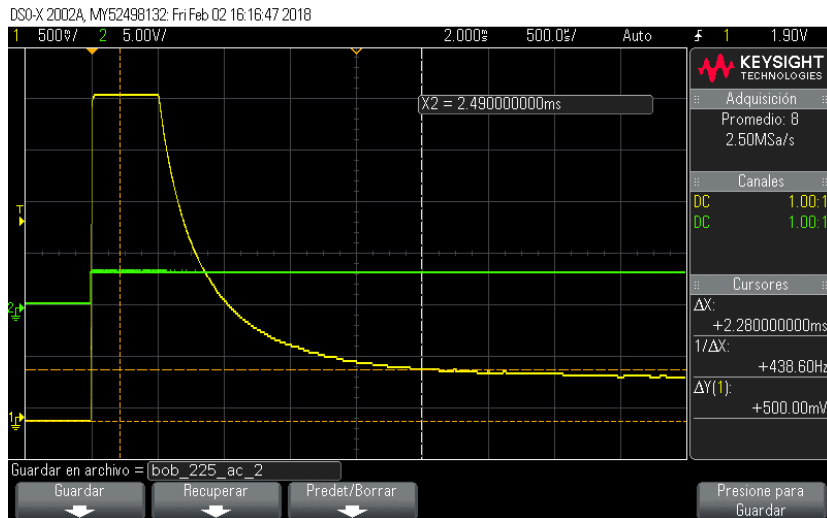


Figura 5-44: Medida de tuerca de acero a 10 cm de BOB\_L.

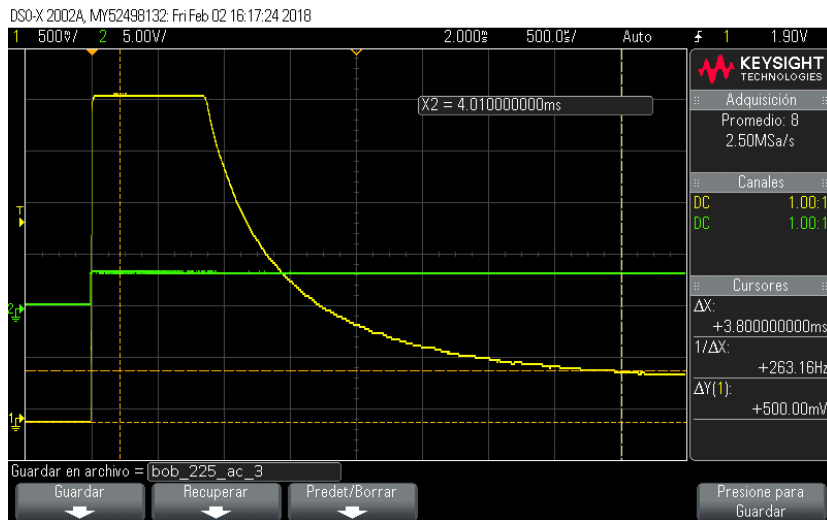


Figura 5-45: Medida de tuerca de acero a 5 cm de BOB\_L.

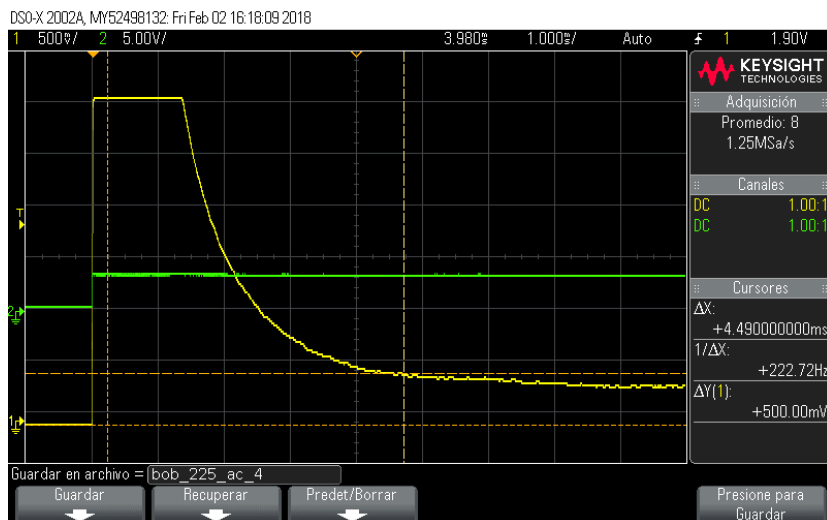


Figura 5-46: Medida de tuerca de acero a 0 cm de BOB\_L.

### Pruebas de discriminación entre materiales ferrosos y no ferrosos

Para esta prueba se utiliza la tuerca de bronce, que es no ferrosa, y se compara con la señal obtenida a igual distancia con la tuerca de acero, para cada bobina.

Comenzando con BOB\_S, se muestran las dos figuras a comparar. Para obtener una señal con un cambio sustancial con respecto a la captura de referencia en el vacío, se toma la medida a 5 cm de BOB\_S. La **Figura 5-47** se corresponde con la señal medida ante la muestra de bronce, y la **Figura 5-48** muestra la señal ante el objeto ferroso. Analizando los tiempos de la señal, tanto la diferencia en el tiempo que se mantiene la señal saturada, que tiene que ver con ganancias en amplitud, como las diferencias en constante de tiempo, se puede concluir que: lo que varía más notablemente con esta bobina es la amplitud y no tanto la constante de tiempo.

Se sigue con BOB\_M, para la cual también se han tomado las capturas de pantalla a 5 cm, se muestran los resultados del ensayo en la **Figura 5-49** y en la **Figura 5-50**, correspondientes a la muestra de bronce y de acero respectivamente.

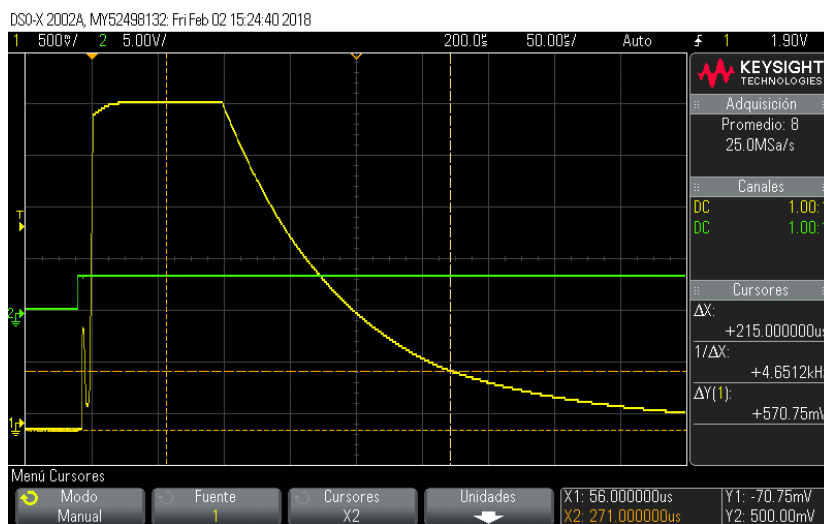


Figura 5-47: Medida de tuerca de bronce a 5 cm de BOB\_S.

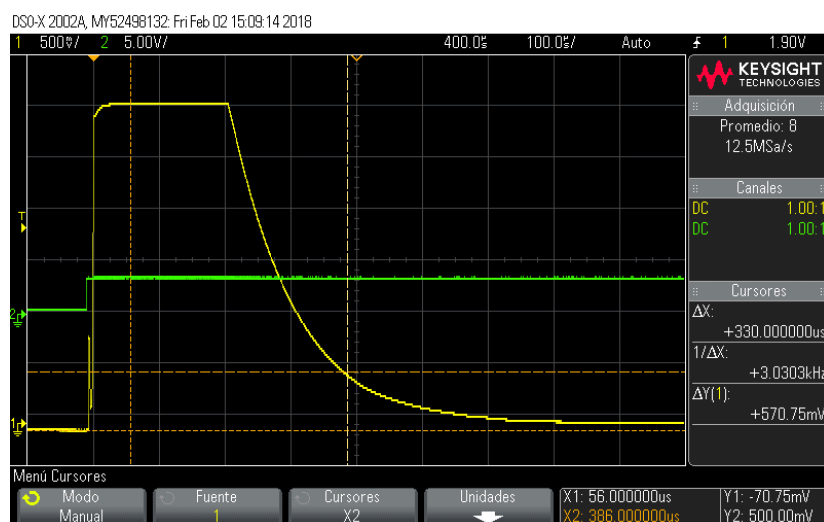


Figura 5-48: Medida de tuerca de acero a 5 cm de BOB\_S.

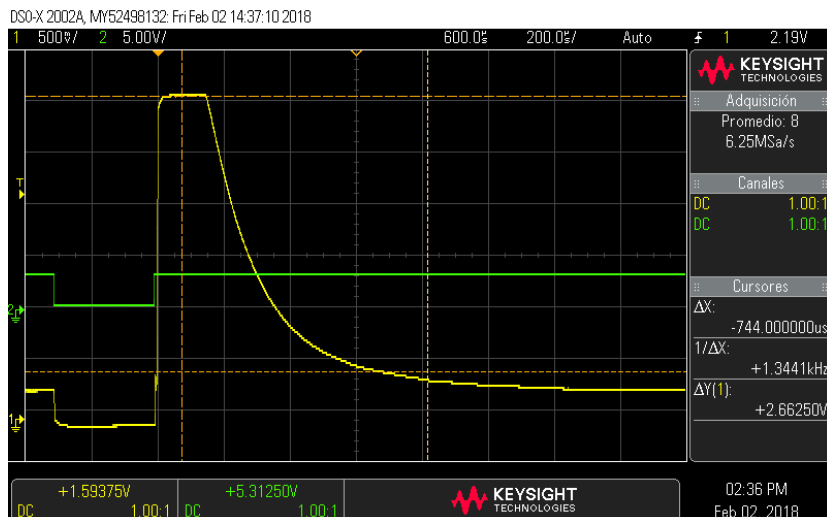


Figura 5-49: Medida de tuerca de bronce a 5 cm de BOB\_M.

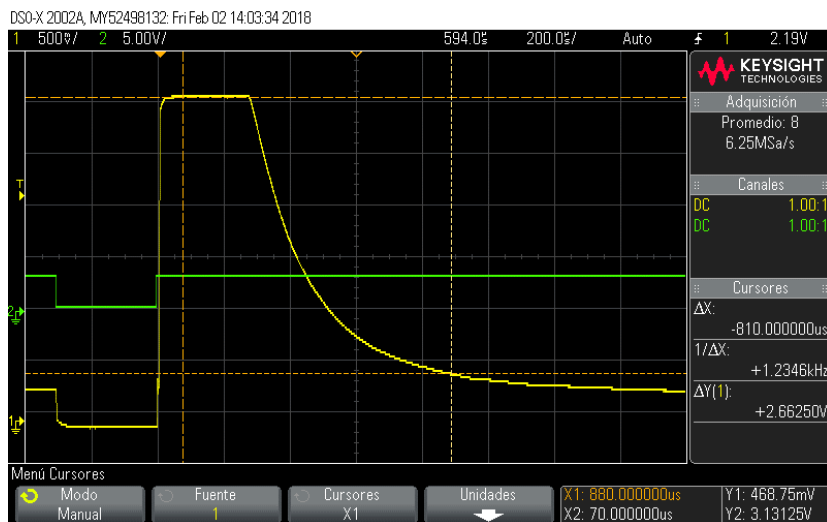


Figura 5-50: Medida de tuerca de acero a 5 cm de BOB\_M.

En las dos últimas figuras, correspondientes a los ensayos realizados con el sensor BOB\_M, las diferencias en constante de tiempo también son ligeras, pero la amplitud varía en mayor medida que con el sensor pequeño.

En último lugar, con el cabezal BOB\_L, al ser el más potente, se toman dos capturas, a 5 y 0 cm, para tener más datos con los que comparar, y comprobar si con cambios más intensos se puede apreciar una diferencia notable en la pendiente de la señal, en el tiempo total hasta que decae del todo, etc. Se muestran las señales dos a dos, de forma que la **Figura 5-51** y la **Figura 5-52** pertenecen a los ensayos realizados a 5 cm, con bronce y acero, y la **Figura 5-53** y la **Figura 5-54** se corresponden con las señales a 0 cm, de bronce y acero respectivamente.



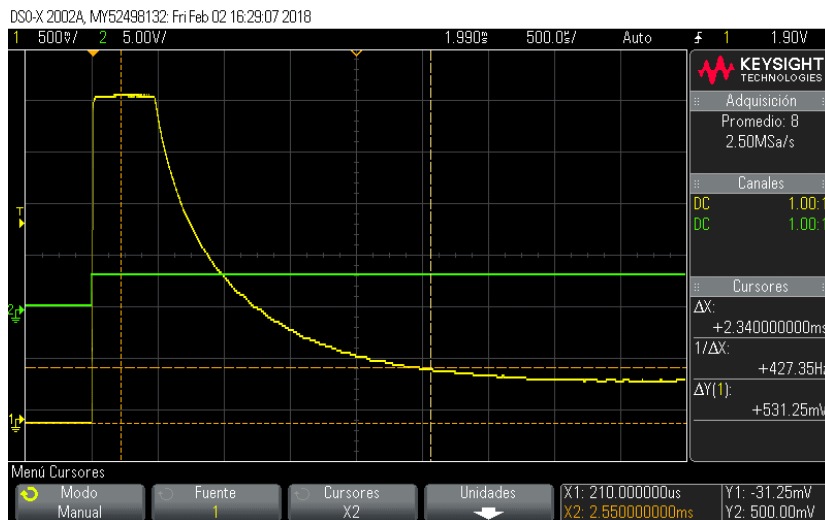


Figura 5-51: Medida de tuerca de bronce a 5 cm de BOB\_L.

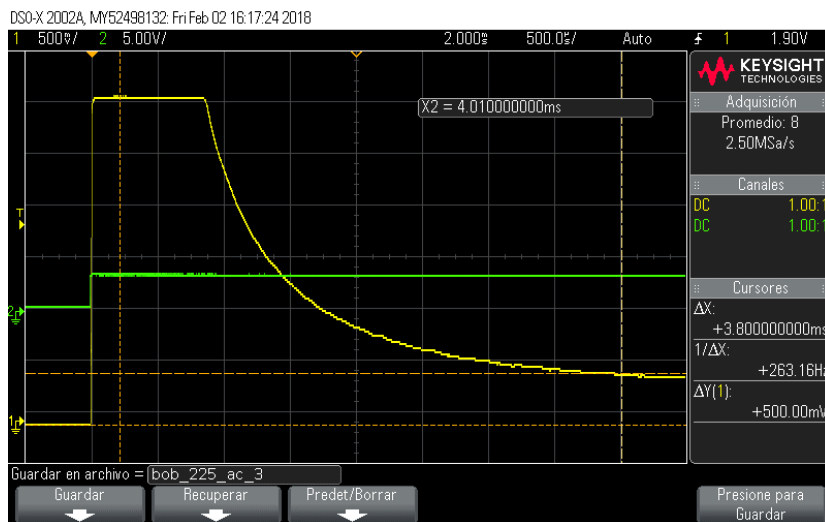


Figura 5-52: Medida de tuerca de acero a 5 cm de BOB\_L.

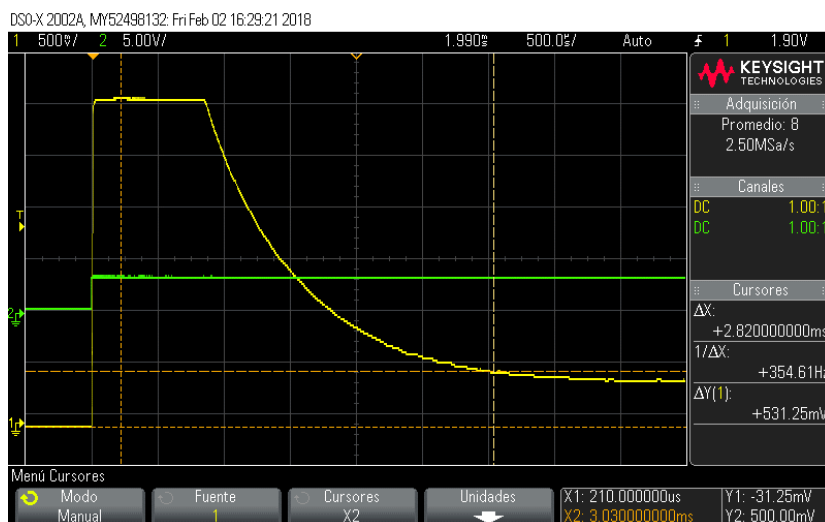


Figura 5-53: Medida de tuerca de bronce a 0 cm de BOB\_L.

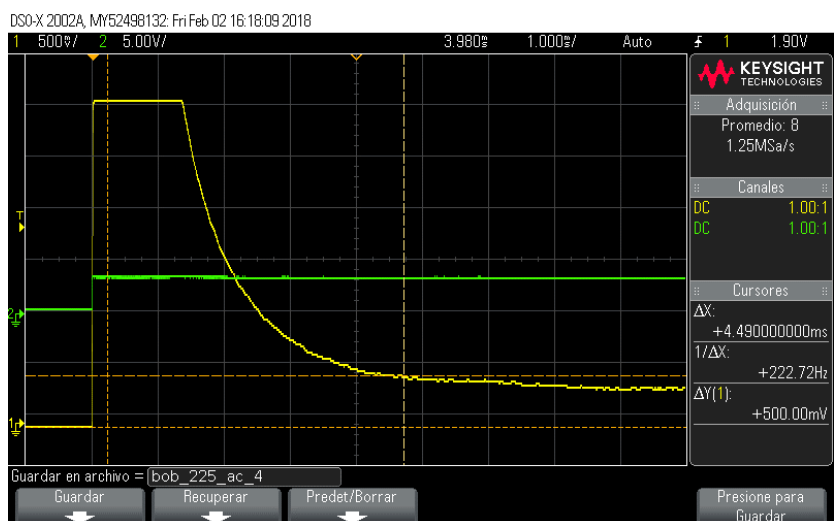


Figura 5-54: Medida de tuerca de acero a 0 cm de BOB\_L.

En este caso, más notable que los anteriores, y con dos pruebas a distinta distancia, se notan fuertes variaciones en el tiempo total que toma la señal en decaer y diferencias, aunque más ligeras, en la diferencia de amplitud. En resumen, la señal de las bobinas de menor diámetro y número de vueltas crece más en amplitud, pero sus cambios son ligeros. Con BOB\_L el tiempo que tarda la señal en volver a la referencia aumenta de forma significativa con el material ferroso.

### Pruebas de orientación y posición

Se quiere estudiar cómo afecta a la señal el ángulo en que se coloca el objeto frente a la bobina, lo que es similar a las diferencias en su geometría, y lo mismo para la posición que ocupa el objeto en relación con el sensor. Con este objetivo, se utiliza la pletina plana de acero al carbono de 10x10x1 cm, y el sensor BOB\_L, ya que va a provocar reacciones mayores ante la muestra. Ésta se va a acercar a 10 y a 0 cm al centro de la bobina, primero perpendicular a ella, y luego de forma paralela. Análogamente, se realizan las mismas pruebas colocando la muestra cerca del borde de la circunferencia —en lugar de en el centro— y sólo un ensayo a 0 cm de la superficie.

La **Figura 5-55** incluye los ensayos en paralelo y perpendicular a 10 cm de distancia. La **Figura 5-56** muestra los ensayos en paralelo y perpendicular a 0 cm de la superficie de la bobina.

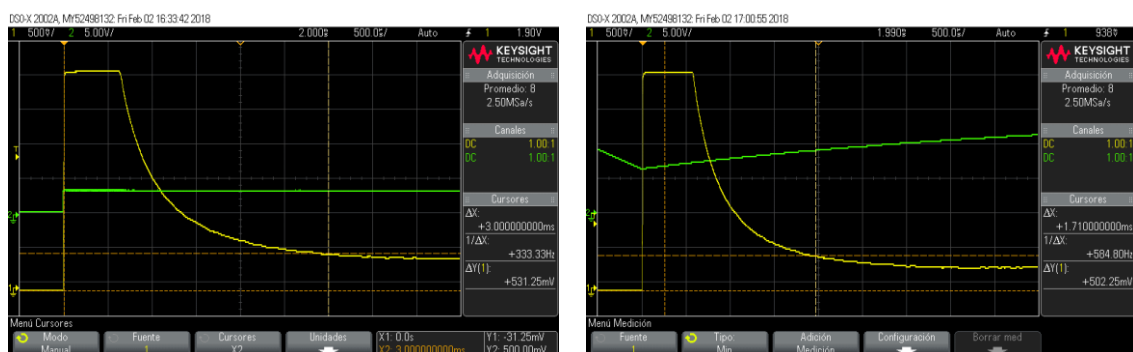


Figura 5-55: Ensayo con pletina perpendicular (izqda.) y paralela (dcha.) a BOB\_L, a 10 cm.

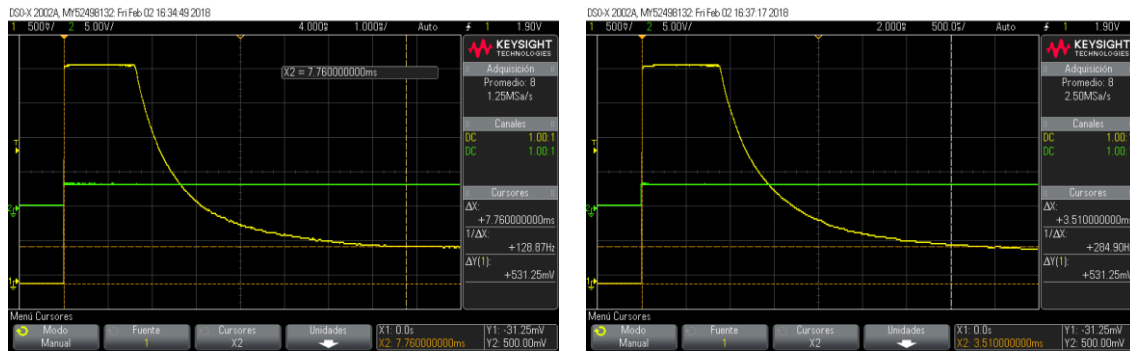


Figura 5-56: Ensayo con pletina perpendicular (izqda.) y paralela (dcha.) a BOB\_L, a 0 cm.

Se aprecian en estos ensayos diferencias sustanciales en cuanto a amplitud y aumento de constante de tiempo. Es mucho mayor el impacto producido por la placa cuando ésta permanece perpendicular a la bobina. La **Figura 5-57** compara las señales recogidas en el osciloscopio cuando la pletina, perpendicular a BOB\_L, se coloca pegada y en el centro, y cuando ésta se sitúa pegada a un borde del sensor. La **Figura 5-58** realiza la misma comparación, estando la muestra en paralelo. En estos ensayos se observa que la respuesta apenas varía si la muestra plana se coloca perpendicular al sensor, y se mueve alrededor de la bobina. Mientras que, si ésta se encuentra en paralelo, el efecto es mucho mayor cerca del borde. Sin embargo, esto sólo ocurre si la muestra se encuentra muy cerca.

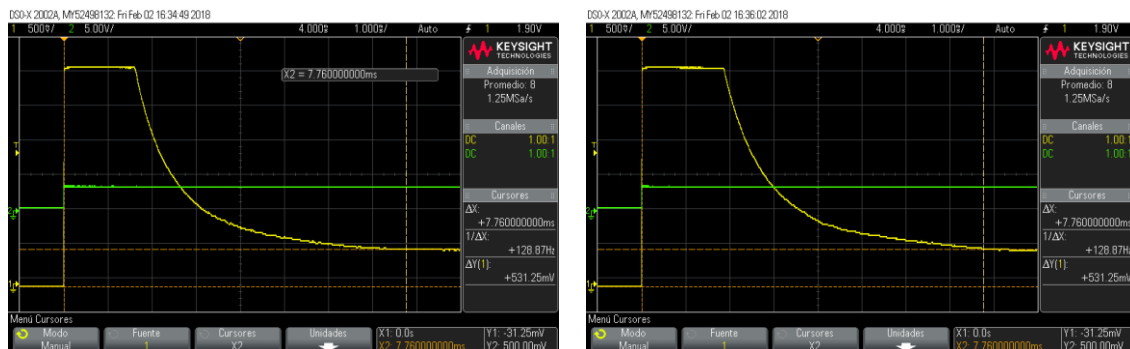


Figura 5-57: Ensayo con pletina perpendicular a la bobina en distintas zonas de esta.

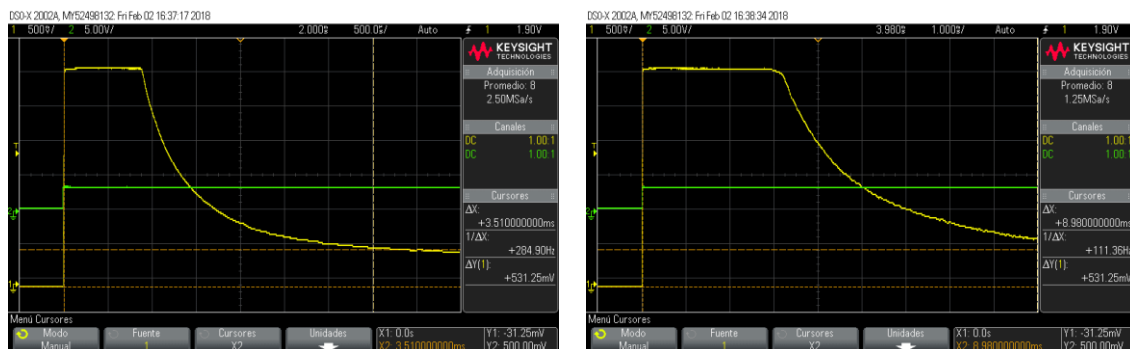


Figura 5-58: Ensayo con pletina paralela a la bobina en distintas zonas de esta.

### Pruebas de detección de 1€

Estos ensayos se han realizado sólo con las bobinas BOB\_S y BOB\_M, puesto que la de mayor tamaño y número de espiras no es sensible a objetos tan pequeños.

Se han tomado capturas de pantalla de BOB\_S con la moneda en paralelo a 5 y a 0 cm. La señal empieza a mostrar variación en la salida por debajo de los 10 cm. Si la moneda queda perpendicular a la bobina, ésta no la detecta. La **Figura 5-59** expone los ensayos explicados.

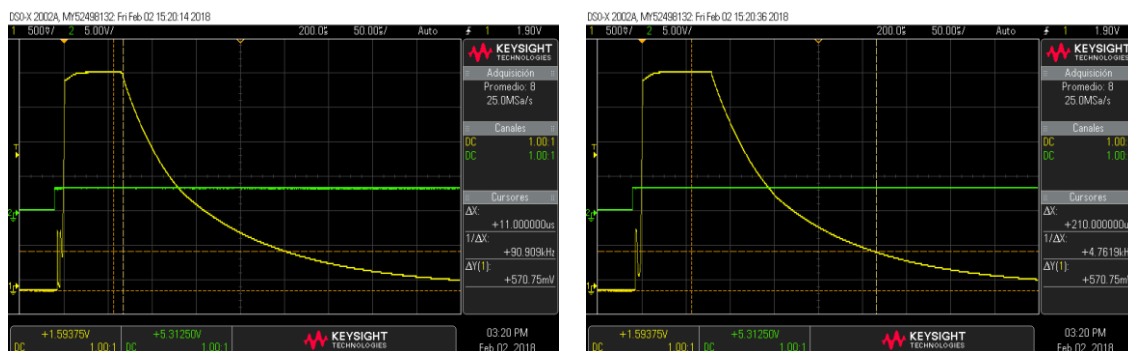


Figura 5-59: Moneda de 1€ a 5 cm (izqda.) y a 0 cm (dcha.) de BOB\_S en paralelo a su superficie.

La bobina BOB\_M, cuya señal también se altera de forma visible al acercar 1€ a menos de 10 cm de forma paralela a la superficie, proporciona los resultados que se enseñan en la **Figura 5-60**. En ambas figuras para las dos bobinas de menor tamaño, la constante de tiempo permanece casi inalterable, mientras que la amplitud sí varía de manera sensible.

En ensayos realizados en el laboratorio con las tres bobinas, se han probado distintos anchos de pulso —pulsos de menor ancho generan una mayor riqueza de frecuencias de resonancia—, constatando que, para los componentes utilizados, el ancho que detecta mejor las monedas y objetos pequeños es de 300  $\mu$ s. Con este ancho, hasta tornillos pequeños alteran la señal. Sin embargo, ningún ancho de pulso de los probados consigue que BOB\_L detecte metales de tamaño sensiblemente mayor al del candado pequeño utilizado en los ensayos.

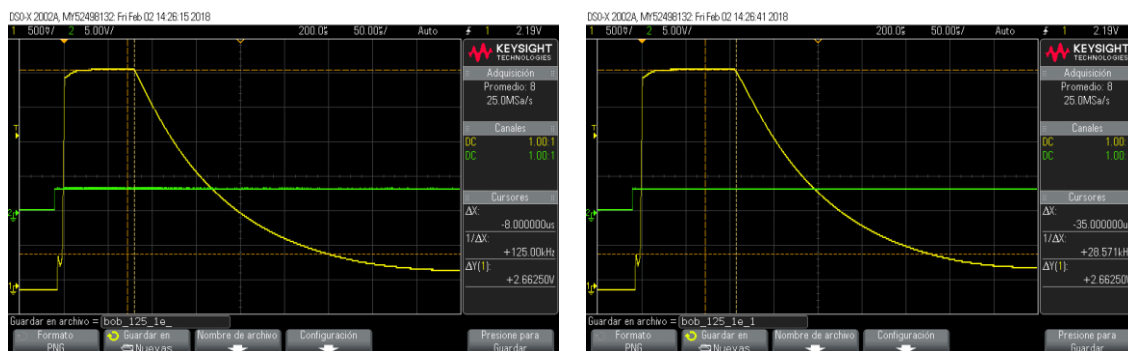


Figura 5-60: Moneda de 1€ a 5 cm (izqda.) y a 0 cm (dcha.) de BOB\_M en paralelo a su superficie.

### 5.3.- Resultados

Tal como se indica al comienzo de los ensayos de detección de metales, para los resultados se toma como dato la diferencia entre el tiempo que tarda la señal en vacío en decaer hasta el cero de señal y el tiempo en que decae en presencia de metales. Antes de nada, se listan los tiempos de referencia en vacío de los tres sensores en la **Tabla 5-2**:

Tabla 5-2: Tiempo que tarda la señal en decaer al salir de la saturación para las distintas bobinas.

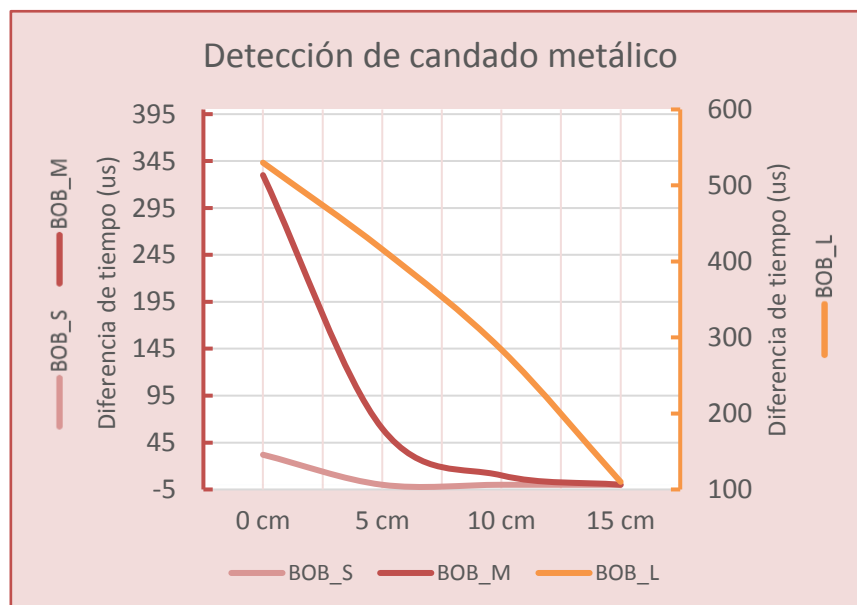
	BOB_S	BOB_M	BOB_L
Tiempo entre saturación y referencia ( $\mu\text{s}$ )	190	220	300

## Resultados de estudio de sensibilidad

Hay que tener en cuenta que esta prueba se ha realizado con un candado pequeño de metal, para poder tener datos comparables entre las tres bobinas, debido a que la bobina de mayor inductancia, BOB\_L, no reacciona ante una moneda de 1€.

Tabla 5-3: Aumento de tiempo de la señal ante objetos de metal pequeños.

Aumento de tiempo en $\mu\text{s}$				
Bobina	0 cm	5 cm	10 cm	15 cm
BOB_S	32	0	0	0
BOB_M	330	60	10	0
BOB_L	530	416	284	110

Figura 5-61: Análisis de sensibilidad. Tiempo ( $\mu\text{s}$ ) frente a distancia (cm).

Los datos de la **Tabla 5-3** indican que es precisamente la bobina más grande, según los datos comparados, la que es más sensible ante objetos pequeños, siendo esto no del todo cierto. Para poder obtener mejores conclusiones, se aportará un análisis similar con los ensayos de detección de 1€, en los que se usaron las dos bobinas menores. Con los datos de la **Tabla 5-3**, se

confecciona una gráfica (**Figura 5-61**) en la cual, el eje derecho se corresponde con los datos de BOB\_L, muy superiores al resto, para mayor claridad.

Se confirma el hecho estudiado en la bibliografía por el cual las bobinas de menor diámetro concentran su campo magnético de forma más intensa en sus cercanías, que bobinas de mayor diámetro [16], convirtiéndolas en sensores más sensibles a objetos pequeños.

En cuanto a los resultados específicos de los ensayos, se observa una respuesta intensa por parte de las bobinas de menor diámetro en sus cercanías, que decae rápidamente a cero al alejarse el objeto de los 10 cm. Se encuentran diferencias sensibles entre la bobina de 60 vueltas y aquella con 125. La bobina de mayor diámetro y número de vueltas, sin embargo, genera una respuesta más intensa en términos absolutos, pero más constante en lo relativo, alcanzando una profundidad de detección mayor, para el objeto en cuestión. Aun así, no es capaz de detectar objetos del tamaño y cantidad de metal de una moneda. Por lo tanto, en este caso específico, su sensibilidad es relativa, puesto que se debe a la gran cantidad de espiras que la conforman.

### Resultados de estudio de profundidad en la detección

Consiste en los datos extraídos de los ensayos de detección de la tuerca de acero al carbono. Se recuerda que el dato es la diferencia de tiempo entre el instante en que decae la señal en vacío, esto es, vuelve a alcanzar la referencia, y el mismo instante ante una muestra de metal. El estudio se detalla en la **Tabla 5-4** y en la **Figura 5-62**. De nuevo, debido a la gran desproporcionalidad en los datos, la línea naranja, que se atribuye a BOB\_L, tiene su propia escala de datos colocada a la derecha, también en naranja.

**Tabla 5-4: Aumento de tiempo de la señal ante objetos de metal grandes.**

Aumento de tiempo en $\mu\text{s}$						
Bobina	0 cm	5 cm	10 cm	15 cm	20 cm	25 cm
BOB_S	500	140	20	0	0	0
BOB_M	1630	590	210	50	0	0
BOB_L	4200	3500	1980	1100	680	300

Al no quedar del todo satisfecho con los resultados anteriores, se extraen datos distintos de los ensayos ya realizados. Esta vez, en lugar de medir el punto en que la señal decae, se mide el punto en que deja de saturar la señal, con respecto al mismo punto del ensayo en vacío. Los datos recogidos se muestran junto a la gráfica que los dibuja en la **Figura 5-63**.

Se constata que las bobinas de mayor diámetro tienen una mayor profundidad en la detección, y son capaces de detectar objetos más grandes a más distancia. En ensayos no incluidos en este trabajo, se experimenta una diferencia mayor, cuanto mayor es el objeto. Como ejemplo, la bobina grande ha llegado a detectar las mallas metálicas que hay en el suelo y en los forjados, a más de un metro de altura.

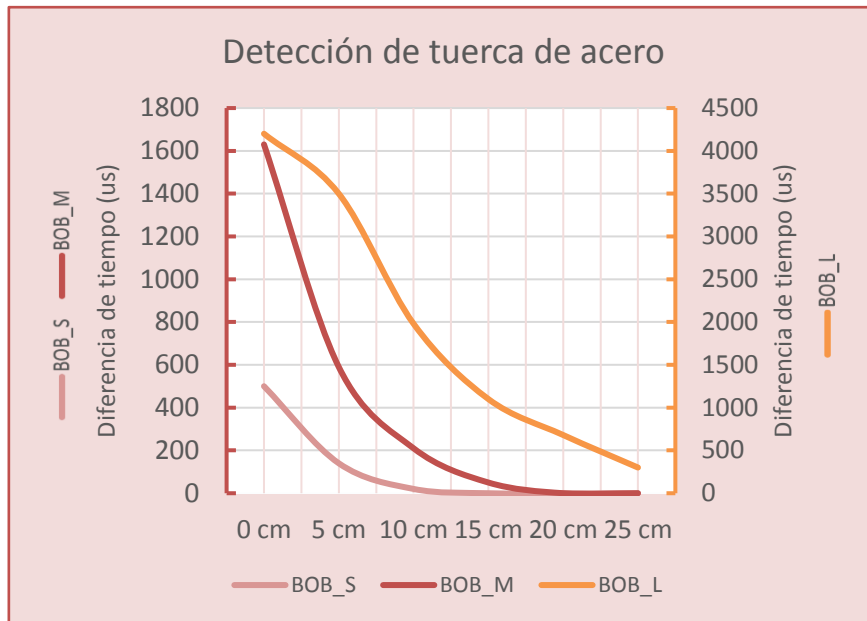


Figura 5-62: Análisis de profundidad. Tiempo ( $\mu$ s) frente a distancia (cm).

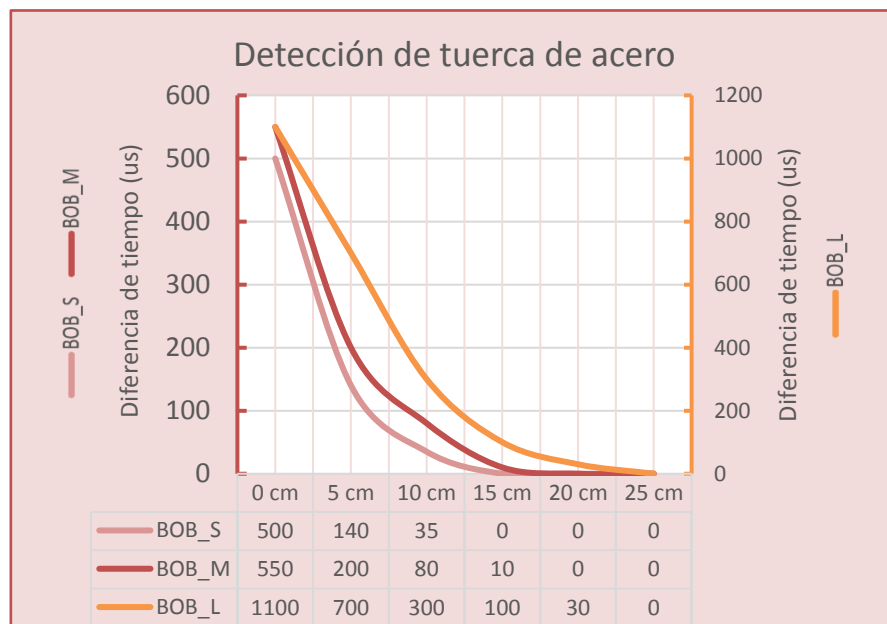


Figura 5-63: Análisis de profundidad. Tiempo ( $\mu$ s) frente a distancia (cm).

En los casos que sí se incluyen, las tres bobinas reaccionan con curvas de respuesta de formas similares, pero rangos de detección menores, cuanto menor es el diámetro y el número de vueltas. Con los datos recogidos que se asocian a cambios en la amplitud de la señal, se observa una rápida disminución de la intensidad de esta con la distancia, puesto que la intensidad del campo magnético, según la teoría, disminuye con el cuadrado de la distancia al origen de éste.

### Resultados de detección de 1€

Puesto que las únicas bobinas que reaccionan a objetos tan pequeños son BOB\_S y BOB\_M, sólo se han recogido sus datos, que se enseñan en la **Tabla 5-5**.

Tabla 5-5: Aumento de tiempo de la señal ante 1€.

Aumento de tiempo en $\mu\text{s}$			
Bobina	0 cm	5 cm	10 cm
BOB_S	32	11	0
BOB_M	35	8	0

En este caso, la diferencia en tiempo se ha obtenido midiendo la variación en los puntos en que la señal deja de estar saturada y comienza a decaer. Se hace así, puesto que en casi todas las figuras recogidas el aumento en constante de tiempo es el mismo, y en otras es nula la diferencia. De esta manera se barajan más datos para comparar. Los datos de la tabla se muestran gráficamente en la **Figura 5-64**.

Este apartado tiene que ver con la sensibilidad del dispositivo y, por tanto, con el tamaño de la bobina. Por este motivo, falta de sensibilidad, la bobina de mayor diámetro ignora las monedas de 1€. Los resultados vuelven a confirmar la teoría que habla acerca de la sensibilidad. Además, se aprecian ciertas diferencias en la intensidad de las señales en la bobina de tamaño mediano. Se intuye que es debido a que compensa su mayor diámetro con un mayor número de vueltas.

## Resultados de discriminación de metales ferrosos

Dado que las gráficas con respuestas más exageradas son las obtenidas con BOB\_L, se partirán de estas para sacar conclusiones. Se analizan dos grupos de datos. El primero, recogido en la **Figura 5-65**, exhibe el aumento de tiempo que tarda la señal en decaer con respecto al vacío. El segundo, en la **Figura 5-66**, recoge únicamente el intervalo de tiempo en el que se encuentra la señal sin saturar. Ambas figuras incluyen una tabla con los datos en  $\mu\text{s}$ .

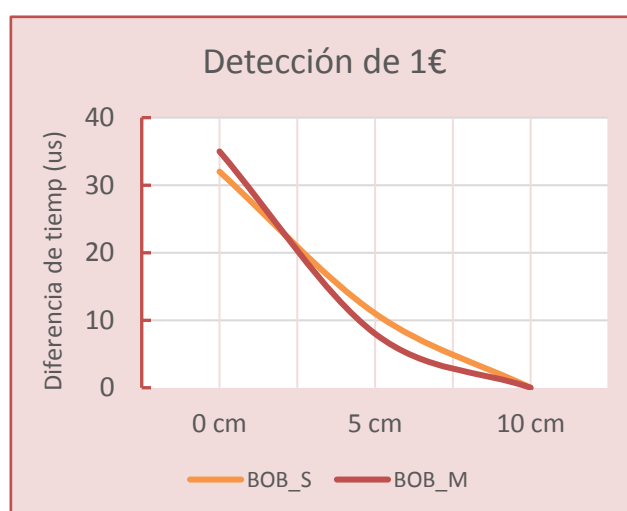


Figura 5-64: Análisis de detección de 1€ con BOB\_M y BOB\_S. Tiempo ( $\mu\text{s}$ ) frente a distancia (cm).



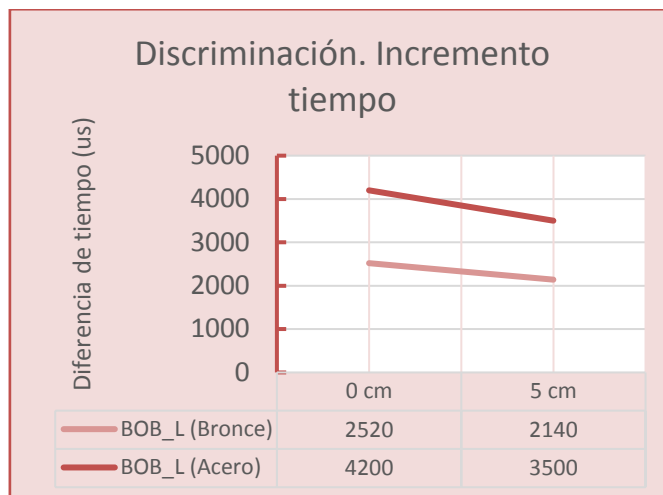


Figura 5-65: Análisis de discriminación. Tiempo ( $\mu$ s) frente a distancia (cm).

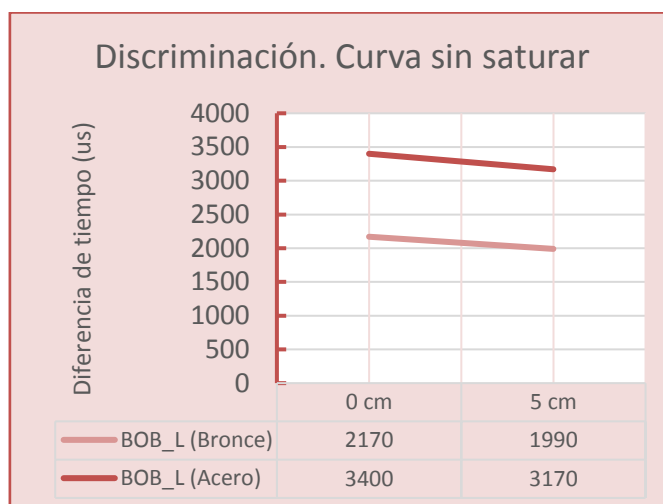


Figura 5-66: Análisis de discriminación. Tiempo ( $\mu$ s) frente a distancia (cm).

Con las dos bobinas de pocas vueltas y menor diámetro construidas, no se experimentan cambios notables entre las señales obtenidas ante metales ferrosos y no ferrosos. Con la bobina de 30 cm y 350 vueltas, estas diferencias son importantes. Los resultados parecen indicar que, como se dice en la bibliografía, los materiales ferrosos disminuyen la frecuencia de la señal o, lo que es lo mismo, que aumentan la constante de tiempo [14].

No obstante, se considera que no se puede realizar esta afirmación con total seguridad, puesto que las muestras usadas en los ensayos no son exactamente iguales en tamaño o espesor, y se cree que es necesaria más investigación para establecer una correlación más sólida.

## 5.4.- Orientación, geometría y posición espacial

Se concluye que, debido a la trayectoria dibujada por las líneas de campo magnético generadas por las bobinas de este tipo, al girar el objeto metálico en torno a alguno de sus ejes, varía la señal en los bornes de la bobina. Esto es así para todo objeto no esférico, como la plancha plana utilizada en los ensayos que, al girar, modifica la superficie atravesada por las líneas de campo.

Por otro lado, y como consecuencia del mismo concepto citado, la señal varía en función de la posición relativa del objeto con respecto a la bobina.

Aun notando estos efectos —a menos que se utilicen diseños con dos bobinas por sensor, en sus diferentes configuraciones—, no es posible realizar una distinción clara para poder determinar la posición, orientación y ángulo del objeto detectado. Es posible que, como en el apartado anterior, sean necesarios muchos más ensayos. Sin embargo, en la documentación consultada se han encontrado varios artículos que analizan distintos algoritmos que hacen esto mismo, utilizando dos o tres bobinas en un mismo sensor, teniendo así varias referencias con las cuales comparar las diferencias entre las señales, y determinar las relaciones entre dichas variaciones y el movimiento del objeto en el espacio [3].

## 5.5.- Tabla resumen de resultados

A partir de los ensayos realizados, y las tablas de datos confeccionadas, se extrae una tabla resumen (**Tabla 5-6**) con los datos más relevantes y concluyentes.

Tabla 5-6: Tabla resumen de los resultados obtenidos

	BOB_S	BOB_M	BOB_L
Detección 1€	5-10 cm	5-10 cm	—
Profundidad óptima de detección	5-10 cm	5-10 cm	15-20 cm
Sensibilidad	Media	Alta	Relativa
Discriminación ferrosos	Pequeña	Pequeña	Media
Ancho óptimo de pulso	300 $\mu$ s	300 $\mu$ s	2000 $\mu$ s
Procesado con Arduino	Optimiza la respuesta. Aumenta distancia de detección		

# Capítulo 6.- Conclusiones

---

*Con arreglo a los resultados obtenidos en los ensayos, se deducen las implicaciones de estos, y se proponen trabajos de investigación.*

Se ha investigado en sistemas de detección de metales, y se ha desarrollado y fabricado una plataforma analógico-digital para la investigación en sistemas de detección de metales mediante el método de pulsos y antena de una única bobina.

La etapa analógica está basada en un generador de pulsos PWMOS y un receptor basado en amplificador de instrumentación. La etapa digital está basada en Arduino. Además, se ha desarrollado un software de detección con salida acústica, que indica detección y proximidad. Se han desarrollado diversos algoritmos de detección basados en áreas, mínimos cuadrados, pendientes y lectura de retardos.

Mediante la plataforma se han probado diversos tipos de antena-bobinas, y se han establecido los criterios de compromiso de los parámetros de las bobinas —diámetro, número de espiras—, es decir, la adecuación al tamaño del objeto a detectar. Se han modelado, diseñado y construido tres bobinas de distintos tamaños y número de espiras.

Se han realizado tandas de ensayos, constatándose la detección de una moneda a distancias decimétricas.

Se ha analizado y modelado el régimen transitorio de los pulsos transferidos a la bobina, con su interacción.

## **6.1.- Futuros trabajos**

Tomando como base para futuros trabajos las conclusiones obtenidas, se puede estudiar lo siguiente:

1. Investigar métodos de optimización de bobinas en función del tipo de objeto.
2. Investigar en detectores con paneles de bobinas, capaces de discriminar posiciones de los objetos.
3. Optimización del software, de respuesta acústica y óptica, para optimizar el alcance y discriminación del tipo de metal.
4. Publicación de la parte más novedosa de la investigación realizada.
5. Investigar sistemas de antenas de paneles magneto-resistivos, y efectuar un estudio comparativo con los detectores de paneles de bobinas.

Estas investigaciones se enfocarán dentro de un trabajo de máster y doctorado.

Para finalizar, es importante recalcar el logro de haber construido un dispositivo tal que, partiendo de una tecnología no investigada hasta el momento, sea lo suficientemente funcional para ser utilizada como plataforma de investigación, con tanto potencial de análisis y estudio como se puede constatar al leer las 5 propuestas anteriores.

# Bibliografía

---

- [1] J. Svatoš, J. Vedral y T. Pospisil, «Advanced Instrumentation for Polyharmonic Metal Detectors,» *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 52, nº 5, pp. 1-4, May 2015.
- [2] Y. Hugh D., F. Roger A. y F. A. Lewis, *Física Universitaria con Física Moderna*, vol. 2, Méjico: PEARSON EDUCACIÓN, 2009.
- [3] S. Yamazaki, H. Nakane y A. Tanaka, «Basic Analysis of a Metal Detector,» *IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT*, vol. 51, nº 4, pp. 810-814, 2002.
- [4] L. M. Arena y S. R. Baker, «Use of a metal detector to identify ingested metallic foreign bodies,» *AJR. American Journal of Roentgenology*, vol. 155, nº 4, pp. 803-804, 1990.
- [5] E. A. Gooden, V. Forte y B. Papsin, «Use of a commercially available metal detector for the localization of metallic foreign body ingestion in children,» *Journal of Otolaryngology*, vol. 29, nº 4, pp. 218-220, 2000.
- [6] H. Krüger y H. Ewald, «Handheld metal detector with online visualisation and classification for the humanitarian mine clearance,» de *2008 IEEE Sensors*, Lecce, Oct. 2008.
- [7] H. Krüger y H. Ewald, «The Intrinsic Information of Metal Detector Raw Data and how to use it for Humanitarian Demining,» de *2012 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications*, Cape Town, 2012.
- [8] C. Gaudin, C. Sigrist y C. Bruschini, «Metal Detctors for Humanitarian Demining: a Patent Search and Analysis,» de *EUDEM2 Technology Survey*, 2003.
- [9] B. C. Weaver, R. J. Podhrasky y A. Nemat, «Metal Detector Method for Identifying Target Size». Texas Patente 5721489, 24 February 1998.

- [10] J. A. Vega y A. G. S., «On the signal features analysis of a pulse induction metal detector prototype,» de *Spring Congress on Engineering and Technology (S-CET) 2012*, 2012.
- [11] B. Kim, J. W. Yoon, S.-e. Lee, S.-H. Han y K. Kim, «Pulse-induction metal detector with time-domain bucking circuit for landmine detection,» *ELECTRONIC LETTERS*, vol. 51, nº 2, pp. 159-161, 22 January 2015.
- [12] C. Moreland, «Coil Basics,» Geotech, 2006.
- [13] B. Candy, «Metal detector basics and theory. Minelab,» [En línea]. Available: <http://www.minelab.com/eur/knowledge-base/knowledge-base-articles>. [Último acceso: 20 01 2017].
- [14] J. A. Gázquez Parra y et al, «Proyectos en el Área de Tecnología Electrónica: Detección de Metales,» Tecnología Electrónica-Proyectos fin de Grado, Almería.
- [15] J. Gray, «Development of an advanced industrial metal detector instrumentation,» *COMPUTING & CONTROL ENGINEERING JOURNAL*, pp. 117-120, JUNE 1994.
- [16] B. Kim, S.-h. Han y K. Kim, «Planar Spiral Coil Design for a Pulsed Induction Metal Detector to Improve the Sensitivities,» *IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS*, vol. 13, pp. 1501-1504, 2014.
- [17] Texas Instruments, «INAx126 MicroPower Instrumentation Amplifier Single and Dual Versions,» Datasheet.
- [18] Texas Instruments, «INA128/129 Precision, Low Power Instrumentation Amplifiers,» Datasheet.
- [19] Texas Instruments, «TL08xx JFET-Input Operational Amplifiers,» Datasheet.
- [20] Texas Instruments, «uA78L00 Series Positive-Voltage Regulators,» Datasheet.
- [21] RS Amidata, «Raspberry 3 Model B,» Datasheet.
- [22] RS Amidata, «Raspberry Pi 3 Model B SBC,» [En línea]. Available: <https://es.rs-online.com/web/p/kits-de-desarrollo-de-procesador-y-microcontrolador/8968660/>. [Último acceso: 11 1 2018].
- [23] BROADCOM, «BCM2835 ARM Peripherals,» Datasheet.
- [24] Atmel, «8-bit AVR Microcontrollers. ATmega 328/P,» Datasheet.
- [25] Arduino, «Arduino DUE,» [En línea]. Available: <https://store.arduino.cc/arduino-due>. [Último acceso: 11 1 2018].
- [26] Atmel, «Atmel Smart ARM-based MCU, SAM3X / SAM3A Series,» Datasheet.

- [27] «White's electronics,» [En línea]. Available: <https://www.whiteselectronics.com/detecting-101/how-metal-detectors-work/?lang=gb>. [Último acceso: 3 1 2018].
- [28] STMicroelectronics, «General-purpose single bipolar timers. NE555,» Datasheet.
- [29] ON Semiconductor, «Axial Lead Rectifiers 1N5819,» Datasheet.
- [30] J. A. G. Parra, M. F. Ros, N. N. Castellano y R. M. G. Salvador, «Techniques for Schumann Resonance Measurements: A comparison of Four Amplifiers with a Noise Floor Estimate,» *IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT*, vol. 64, nº 10, pp. 2759-2768, October 2015.





Desde que los efectos magnéticos y electrostáticos fueron descubiertos, el ser humano ha experimentado con ambos fenómenos hasta alcanzar el nivel de conocimientos del que hoy disfruta. Como consecuencia, es posible manipular las leyes del electromagnetismo para crear infinidad de dispositivos electrónicos útiles, como el que se pretende desarrollar en este proyecto.

Este Trabajo Fin de Grado consiste en el desarrollo de un detector de metales, mediante el envío de pulsos de inducción electromagnética ricos en frecuencias. Partiendo de un diseño básico conceptual, se exploran y explotan los conocimientos teóricos y técnicos necesarios para el desarrollo del sensor. Se exponen de forma detallada los procedimientos y cálculos utilizados para tal fin, y los motivos detrás de cada una de las decisiones. El trabajo finaliza con una serie de conclusiones fruto de la investigación que ha sido necesaria para averiguar el funcionamiento de esta tecnología, y que abre la puerta al apasionante mundo de la experimentación electrónica.

Since electrostatic and magnetic effects were found, mankind has been experimenting with both phenomena, developing its knowledge of it up to the levels that it enjoys today. Because of it, it is possible to manipulate the laws of electromagnetism to create countless of useful electronic devices, such as the one which is built in this Project.

This final dissertation consists in the elaboration of a pulse induction metal detector, that sends pulses rich in frequencies. Starting from a basic conceptual design, the theoretical and technical knowledge necessary for the development of this sensor is explored. The procedures and calculations used for this purpose are detailed, along with the reasons behind each of the decisions taken in its construction. The study ends with a series of observations that are a direct result of the research that has been carried out to determine how this technology works, which provides a gateway into the exciting world of electronic testing.

