



# Trabajo Fin de Grado

Título del trabajo:  
Detector de metales con microcontrolador  
English tittle:  
Metal detector with microcontroller

Autor/es

Abel Camarena Viñuales

Director/es

José Ignacio Artigas Maestre

Escuela de Ingeniería y Arquitectura

Año

2017



## DECLARACIÓN DE AUTORÍA Y ORIGINALIDAD

(Este documento debe acompañar al Trabajo Fin de Grado (TFG)/Trabajo Fin de Máster (TFM) cuando sea depositado para su evaluación).

D./D<sup>a</sup>. ABEL CAMARENA VIÑUALES

con nº de DNI 18059135H en aplicación de lo dispuesto en el art. 14 (Derechos de autor) del Acuerdo de 11 de septiembre de 2014, del Consejo de Gobierno, por el que se aprueba el Reglamento de los TFG y TFM de la Universidad de Zaragoza,

Declaro que el presente Trabajo de Fin de (Grado/Máster)  
GRADO, (Título del Trabajo)  
"DETECTOR DE METALES CON MICROCONTROLADOR"

es de mi autoría y es original, no habiéndose utilizado fuente sin ser citada debidamente.

Zaragoza,

23 DE JUNIO DE 2017

Edu: ABEL CAMARENA VIÑUALES

## RESUMEN

El presente Trabajo Fin de Grado, en adelante TFG, tiene por objeto el diseño y la implementación de un dispositivo detector de metales usando un microcontrolador como elemento de gestión de la información del sistema.

En él se valoran las diferentes alternativas de diseño que se han estudiado y se presenta la elección final debidamente justificada, tanto para el circuito electrónico como para la programación lógica del microcontrolador. Finalmente se fabrica un prototipo del sistema y se muestra su funcionamiento.

Con el comienzo de este TFG se presentan varios interrogantes como, por ejemplo, cuál es el principio físico de la detección de un metal, cómo se lleva a cabo el proceso de distinción entre varios metales, cuál es la circuitería electrónica necesaria para llevar a cabo dicha distinción y, por último, cuál es la forma de programar el microcontrolador para tal fin. Todos ellos se van a ir resolviendo a lo largo del documento Memoria.

# **Tabla de contenidos:**

Introducción .....	1
I. Objeto y alcance .....	1
II. Antecedentes .....	1
III. Contexto .....	3
IV. Presentación de contenidos.....	3
1. Principios físicos de la detección de un metal .....	4
1.1. ¿Qué es la detección de metales?.....	4
1.2. Tipología de detección de metales escogida .....	6
2. El circuito oscilador .....	6
2.1. ¿Qué es un oscilador? .....	6
2.2. Tipo de oscilador escogido .....	7
3. Diseño de los circuitos del detector de metales .....	7
3.1. Requisitos de partida.....	7
3.2. Esquemático completo del circuito.....	8
3.3. Diseño del circuito oscilador .....	9
3.4. Diseño de la bobina detectora .....	10
3.5. Diseño de la fuente de alimentación .....	11
4. Simulación del circuito oscilador.....	12
5. Diseño de la placa de circuito impreso .....	14
6. Programación del microcontrolador .....	15
6.1. Elección del microcontrolador .....	15
6.2. Estrategia de programación .....	16
6.3. Funciones programadas .....	17
7. Conclusiones.....	19
Bibliografía .....	21
Índice de figuras .....	22
Índice de tablas .....	22
Glosario de términos.....	22
Anexos.....	23
Anexo 1.....	24
Anexo 2.....	33
Anexo 3.....	44
Anexo 4.....	56

Anexo 5.....	79
Anexo 6.....	90
Anexo 7.....	124
Anexo 8.....	137

# Introducción

---

## I. Objeto y alcance

El objetivo de este Trabajo Fin de Grado es diseñar un sistema, usando un microcontrolador como elemento central de procesamiento de la información, que permita detectar la presencia de objetos metálicos en sus proximidades y que, además, sea capaz de distinguir entre diferentes tipos de material metálico. Cabe mencionar que la información está permanentemente monitorizada y es accesible al usuario en cualquier momento.

Dos requisitos fundamentales para el sistema son: que muestre la mayor precisión posible a la hora de la detección y distinción del metal, teniendo siempre en cuenta el posible margen de error que toda medida conlleva y que, además, responda en un tiempo razonable. También se valorará positivamente que el sistema sea de bajo consumo, ya que su autonomía va a depender de pilas o baterías portátiles en un futuro.

Un aparato de esta naturaleza puede utilizarse tanto en el ámbito del ocio (como artículo de aficionado a la búsqueda de objetos) como en sectores comerciales o industriales (como herramienta de seguridad o para procesos de control de calidad). Sin embargo, el desarrollado aquí tendrá su aplicación principalmente en actividades de docencia de la propia Universidad.

---

## II. Antecedentes

La detección de metales es un fenómeno cada vez más extendido en la sociedad actual. Hay personas que se dedican a ello por simple ocio. Otras, sin embargo, lo hacen con ánimo de lucro y afán de conseguir objetos valiosos que aumenten su patrimonio personal, exponiéndose incluso a responsabilidades legales.

Pero no sólo es una práctica extendida entre particulares. Las propias empresas basan desde hace tiempo algunos de sus sistemas de control de calidad o de seguridad en este fenómeno, y precisan entonces de aparatos de detección eficientes.

Además, el gran avance que ha tenido lugar en la tecnología (la sociedad actual está inmersa en la era de las TICs <sup>[1]</sup>), y particularmente en la electrónica, en las últimas décadas ha hecho posible el diseño y la fabricación de instrumentos dedicados a tal fin. Instrumentos cada vez más precisos, eficaces, de tamaños reducidos y relativamente económicos, como es el caso del que se pretende elaborar. Ahora bien, ¿en qué momento se comenzó a investigar sobre el fenómeno de la detección de metales?<sup>[R2][R11]</sup>

El punto de partida para entender este fenómeno se puede situar en torno a 1830, con el descubrimiento por parte de Joseph Henry (figura 1<sup>[R9]</sup>) de los fenómenos de “inducción electromagnética” y “auto-inductancia”, los dos fenómenos físicos principales presentes en la detección. Apenas un año después, es Michael Faraday quien introduce el concepto de “corrientes electromagnéticas inducidas”.



Figura 1. Joseph Henry

A partir de entonces se empieza a estudiar la influencia que tienen los cuerpos metálicos sobre los campos electromagnéticos. Son numerosos los investigadores que, con diversos experimentos, colaboran en arrojar más luz sobre estos fenómenos. Entre ellos, como precursores, cabe destacar a Graham Bell y Daniel Hughes, siendo estos dos artífices de un sistema que permitió localizar una bala en el cuerpo del presidente americano James Abraham Garfield, y con ello intentar, sin éxito final, salvar su vida<sup>[R14]</sup>. Sería este artilugio lo que hoy en día se podría considerar como el primer “detector de metales” de la historia.

Desde aquel rudimentario aparato hasta los que tenemos disponibles hoy en día en cualquier tienda especializada se han ido realizando numerosos avances, motivados por la continua evolución tecnológica que ha tenido lugar, sobre todo, después de la revolución industrial. Los sistemas actuales, como el que se pretende elaborar, son sistemas mucho más precisos, pequeños, autónomos y manejables que los nombrados anteriormente.

---

### **III. Contexto**

Los cálculos, actividades y ensayos desarrollados en este proyecto, así como su tutela, se enmarcan en el grado de Ingeniería Electrónica y Automática; concretamente dentro del departamento de Ingeniería Electrónica y Comunicaciones de la Universidad de Zaragoza, con sede en la Escuela de Ingeniería y Arquitectura.

Su principal propósito es que el prototipo elaborado pueda servir como método de ayuda para docencia, ya sea en clases teóricas o en prácticas de laboratorio. Sin embargo, no se restringe su uso para otras aplicaciones.

En él se tratan temas relacionados con fundamentos de física, instrumentación electrónica, programación de microcontroladores, electrónica analógica y digital y simulación con programas informáticos de diseño y análisis de circuitos, habiendo sido estas tareas abordadas en diversas asignaturas dentro del plan de estudios del grado, y sirviendo como apoyo para la realización del trabajo.

---

### **IV. Presentación de contenidos**

A lo largo de las siguientes secciones se van a ir resolviendo las preguntas que se planteaban anteriormente. Empezando por una explicación meramente física del concepto de detección del metal, y pasando por el diseño del circuito electrónico y elección de sus componentes, se llega a la programación del microcontrolador, para finalmente observar el funcionamiento del prototipo en una situación real.

Los resultados y circuitos escogidos en este proyecto no nacen de la nada, sino que son consecuencia de un proceso de análisis y de elección justificada entre varias alternativas posibles. Dicho proceso está reflejado en el documento Memoria o en alguno de los anexos que le acompañan, quedando a disposición del lector para su posible consulta.

## 1. Principios físicos de la detección de un metal

---

### 1.1. ¿Qué es la detección de metales?

La primera incógnita que aparece a la hora de abordar el TFG es en qué se basa la detección de un objeto metálico; es decir, qué fenómeno o fenómenos físicos intervienen para que sea posible distinguir su presencia en las proximidades del aparato detector y posteriormente diferenciarlos unos de otros.

El principio de funcionamiento<sup>[R6]</sup> de la detección de metales se apoya fundamentalmente en los conceptos de “campo magnético” y “corrientes de Foucault”, conceptos definidos detalladamente en el anexo “Leyes físicas de la detección de metales”, que acompaña al documento Memoria.

Los detectores de metales incorporan una bobina, denominada bobina de búsqueda, que forma parte de un circuito electrónico. Dicha bobina, al ser atravesada por corriente eléctrica, genera un campo magnético, de acuerdo con la ley de Ampère (detallada en el anexo 1 “Leyes físicas de detección de metales”).

Al aproximar ese campo magnético producido por la bobina de búsqueda a un cuerpo metálico conductor, se produce en este una inducción electromagnética, la cual desemboca en la aparición de una tensión eléctrica en ese cuerpo, de acuerdo con la Ley de Faraday (detallada en el anexo 1 “Leyes físicas de detección de metales”).

Al aparecer una tensión en el material, se originan en él corrientes internas (corrientes de Foucault), las cuales generan otro campo magnético de respuesta al de la

bobina de búsqueda, tal y como establece la ley de Lenz (detallada en el anexo 1 “Leyes físicas de detección de metales”). Este fenómeno provoca que el campo magnético original, el de la bobina de búsqueda, se vea alterado.

La detección del metal consiste precisamente en capturar ese cambio producido en el valor del campo magnético de la bobina de búsqueda cuando se aproxima a un objeto metálico, el cual se ve traducido en una variación de su inductancia, que a su vez origina una variación en la frecuencia de oscilación del sistema.

El sistema electrónico implementado se denomina oscilador, y se detalla en posteriores secciones del documento Memoria. Básicamente se trata de un sistema cuya frecuencia de onda de salida está relacionada con el valor de la inductancia de la bobina de búsqueda, de tal forma que, si esta inductancia varía, la frecuencia del circuito también lo hará. La detección del metal se producirá cuando se capture ese cambio de frecuencia.

La distinción entre diversos metales, denominada discriminación, se produce en función de la frecuencia que proporciona el circuito electrónico de oscilación.

Son muchas las circunstancias externas al circuito que provocan una variación en la frecuencia de oscilación: la composición del suelo, el tipo de metal, el tamaño, la forma, la posición, etc. Todas estas casuísticas externas pueden inducir en errores en la medida y en una información a veces incorrecta acerca del metal detectado.

Concluyendo, hay que dejar claro que la discriminación del tipo de metal es una mera aproximación incluso en detectores con gran precisión, más si cabe en el tipo de detector que se desea implementar en este TFG.

---

## 1.2. Tipología de detección de metales escogida

Entre las diferentes tecnologías de detección de metales existentes, explicadas en detalle en el Anexo “Tipos de detectores de metales”, la opción escogida para el prototipo va a ser la de baja frecuencia (VLF), pero en lugar de trabajar con una frecuencia de referencia, sólo se va trabajar con el circuito correspondiente al sistema de detección. Dicho circuito, explicado en posteriores secciones del documento memoria, se denomina oscilador.

Un microcontrolador se encargará de recoger la señal de salida proporcionada por ese oscilador y obtener su frecuencia, para poder después informar al usuario del metal encontrado en función de la frecuencia obtenida.

Se escoge esta opción por ser la que mejores prestaciones ofrece, sumado al ahorro considerable en componentes electrónicos y, en consecuencia, ahorro económico que supone prescindir de un circuito generador de una frecuencia fija.

Además, la precisión de medida con un microcontrolador supera a la obtenida por un circuito analógico que opere con las dos señales, y tampoco es necesario disponer de un circuito de adaptación de señal para la parte de frecuencia fija.

## 2. El circuito oscilador

---

### 2.1. ¿Qué es un oscilador?

En términos electrónicos, se puede definir como un dispositivo capaz de convertir energía de corriente continua en corriente alterna de una determinada amplitud, frecuencia y forma de onda (sinusoidal, cuadrada, triangular, etc) <sup>[R12]</sup>.

Suelen llamarse comúnmente “osciladores” <sup>[R13]</sup> a los que se basan en el principio de oscilación natural, es decir, los constituidos por elementos inductivos (bobinas) y capacitivos (condensadores).

Un oscilador electrónico está formado básicamente por los siguientes bloques: un circuito oscilante, encargado de iniciar las oscilaciones, un elemento amplificador y un circuito de realimentación.

---

## 2.2. Tipo de oscilador escogido

Se han estudiado y detallado en el anexo “Tipos de Osciladores” las diferentes configuraciones de circuitos osciladores existentes, eligiéndose entre todas ellas la más adecuada al propósito del dispositivo.

El circuito oscilador que se va a implementar se trata de un Colpitts en configuración de emisor común. Se ha escogido este formato debido a varios aspectos, entre los cuales se incluyen una señal de amplitud constante y frecuencia variable, con comportamiento más estable en régimen permanente que el oscilador Hartley. Además, al utilizar dos capacitancias en lugar de dos inductancias se reduce considerablemente el tamaño del diseño.

# 3. Diseño de los circuitos del detector de metales

---

## 3.1. Requisitos de partida

Para elaborar el diseño del dispositivo se han tenido en cuenta una serie de consideraciones generales:

- El diseño va a estar implementado sobre la placa Launchpad MSP-EXP430G2 de Texas Instruments, para su posterior uso en prácticas de laboratorio.

- La circuitería que conforma el dispositivo será de bajo coste, con objeto de que este sea fácilmente replicable por parte del alumnado y no suponga un coste elevado.
- El sistema estará alimentado por una pila convencional de 9V.

### 3.2. Esquemático completo del circuito

A continuación, en la figura 2, se ilustra un diagrama de bloques básico del dispositivo, que incluye los cuatro bloques funcionales del sistema: pantalla LCD, circuito oscilador, microcontrolador y sistema de alimentación.

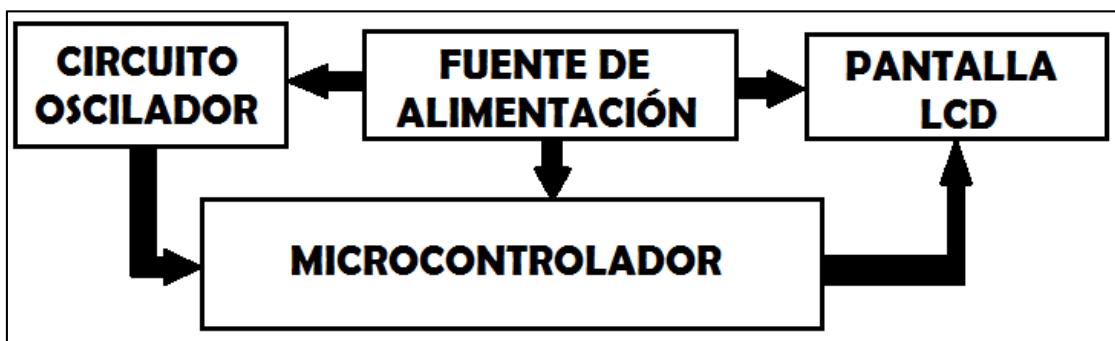


Figura 2. Diagrama de bloques del dispositivo.

La fuente de alimentación, de corriente continua y basada en una pila externa convencional de 9V, se encarga de suministrar la tensión necesaria para alimentar tanto el microcontrolador como los periféricos de entrada y salida al mismo.

El circuito oscilador, junto al circuito de offset es el encargado de proporcionar la señal de entrada al microcontrolador en forma de onda sinusoidal sobre un nivel de tensión continua. Dicha señal, como se ha explicado en secciones anteriores, varía en frecuencia en función del metal encontrado.

La pantalla LCD es el elemento que sirve de interfaz de salida con el usuario, al mostrarle en todo momento la información que este requiere (en este caso, frecuencia de oscilación y posible metal encontrado).

Y finalmente el microcontrolador, la parte fundamental del circuito, es el encargado de analizar la señal de entrada del oscilador, y convertir la información obtenida en información legible por el usuario, mediante comandos que enviará a la LCD.

El esquema completo del circuito, elaborado con la herramienta de diseño Proteus 8 Professional<sup>[R10]</sup>, se muestra en la figura 3.

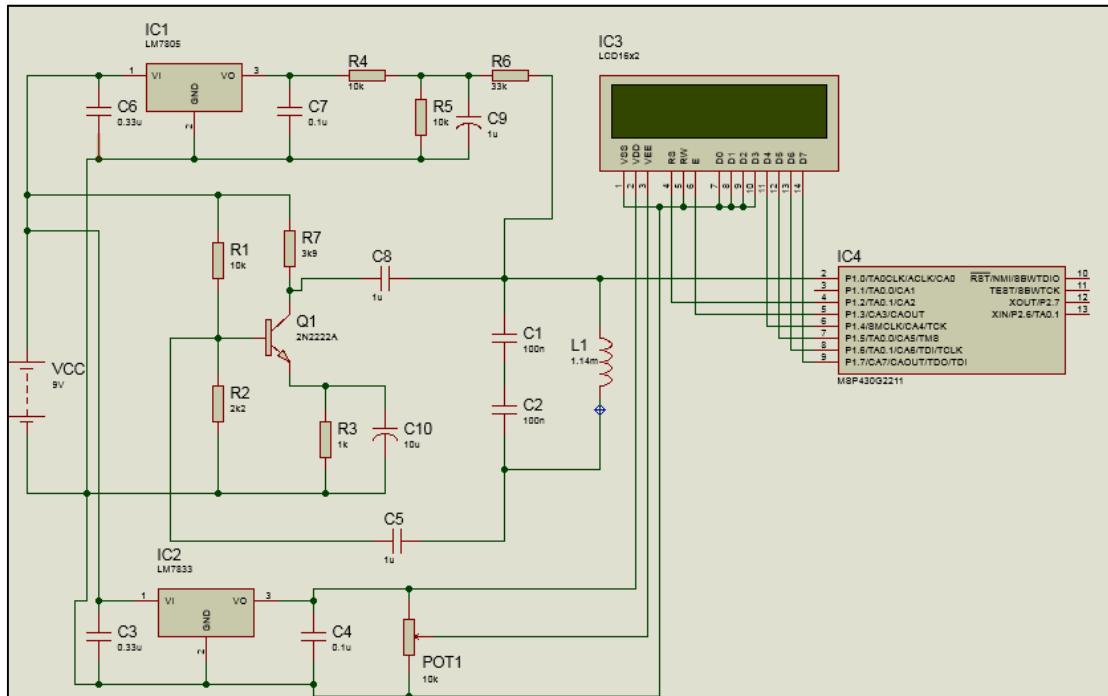


Figura 3. Esquemático del circuito

### 3.3. Diseño del circuito oscilador

A continuación, se expone el diseño final del circuito oscilador implementado, con el valor de cada uno de sus componentes.

Es necesario asegurar el cumplimiento de los criterios de oscilación de Barkhausen<sup>[R1]</sup>, así como el correcto funcionamiento, tanto en régimen de corriente continua como de corriente alterna, del circuito para que el sistema inicie la oscilación y sea capaz de mantenerla permanentemente en el tiempo, como es el objetivo.

Los métodos de análisis empleados para los cálculos, así como las ecuaciones necesarias para justificarlos se encuentran disponibles para consulta del lector en el anexo “Cálculo de componentes”. Finalmente, el circuito oscilador a implementar es el mostrado en la figura 4, siendo la bobina L1 la bobina detectora de metales.

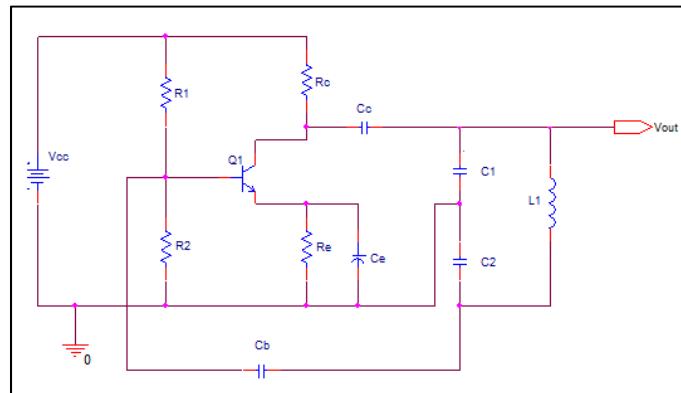


Figura 4. Circuito oscilador a implementar

Y los valores de los componentes son los que aparecen reflejados en la tabla 1, contando con que la alimentación (Vcc) consiste en una pila o batería convencional de 9V:

Componente	R1	R2	Re	Rc	C1	C2	Cc	Cb	Ce	L1	Q1
Valor	10kΩ	2.2kΩ	1kΩ	3.9kΩ	100nF	100nF	1μF	1μF	10μF	1.12mH	2N2222A

Tabla 1. Valores de los componentes del circuito oscilador

### 3.4. Diseño de la bobina detectora

La bobina de detección, con núcleo de aire, se ha construido mediante 48 vueltas de alambre de 0.5mm de diámetro en torno a una circunferencia de 140mm de diámetro, para obtener un valor de inductancia en el vacío de 1.12 mH. Los cálculos llevados a cabo para justificar este valor se pueden consultar en el anexo “Cálculo de componentes”.

### 3.5. Diseño de la fuente de alimentación

Como se ha mencionado con anterioridad, para alimentar el sistema se dispone de una pila convencional de 9V. Ahora bien, las tensiones de alimentación tanto de la pantalla LCD como del microcontrolador no se corresponden con la de la pila. Para ello es necesario incluir elementos que transformen la tensión de entrada del sistema (9V) en tensiones adecuadas para alimentar la pantalla LCD (5V) y el microcontrolador (3.3V).

A tal fin se han colocado los correspondientes reguladores de tensión (7833 para obtener 3.3V y 7805 para obtener 5V) y sus condensadores especificados en el datasheet de cada regulador (disponibles al lector en el anexo 7 “Hojas de datos de componentes”) para, a partir de la alimentación del circuito, conseguir la alimentación individual de cada módulo.

Además, es necesario incluir un circuito de offset. Este circuito se va a utilizar para sumar un nivel de continua a la señal de salida del circuito oscilador, con objeto de introducir la señal resultante en uno de los pines de entrada del microcontrolador y que esta no supere los umbrales de alimentación del mismo, es decir, se pretende que la señal de entrada al microcontrolador quede superpuesta a una señal DC de 1.65V (el valor medio de los umbrales de alimentación del micro: 0 y 3.3V) para que el microcontrolador pueda procesarla correctamente. El circuito de offset, junto con los valores de los componentes, se muestra en la figura 5:

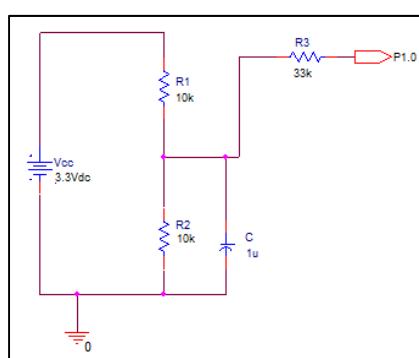


Figura 5. Circuito de offset

## 4. Simulación del circuito oscilador

Con la ayuda de las herramientas de diseño (“OrCAD Capture CIS Lite” <sup>[R3]</sup>) y simulación (“PSpice AD Lite” <sup>[R4]</sup>) de sistemas electrónicos se han realizado diferentes simulaciones del circuito oscilador calculado para observar la forma de onda y frecuencia de la señal de salida en función de la variación de la inductancia de la bobina para simular la presencia de objetos metálicos en las cercanías del detector. La señal de salida del circuito oscilador corresponde a la señal  $V_{out}$  de la figura 4.

En primer lugar, se estudia el comportamiento temporal y frecuencial del sistema en vacío, es decir, sin presencia de objetos metálicos a su alrededor. Esto se traduce en que la bobina detectora tiene un valor de inductancia de 1.12mH.

Con este valor, y aplicando la fórmula teórica de cálculo de frecuencia del oscilador se obtiene lo siguiente:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{eq}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\frac{C_1+C_2}{C_1+C_2}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{1.12 \cdot 10^{-3} \frac{100 \cdot 10^{-9} \cdot 100 \cdot 10^{-9}}{100 \cdot 10^{-9} + 100 \cdot 10^{-9}}}} = 21.27 \text{ kHz}$$

En la figura 6 se observa que la simulación, además de mostrar una onda con un nivel de continua de 1.65V, arroja un valor de frecuencia aproximadamente igual al calculado con la fórmula teórica, lo cual asegura que el resto de condensadores añadidos en el circuito no le afectan frecuencialmente, y que el cálculo de componentes es correcto.

También se aprecia el correcto comportamiento del circuito en la respuesta frecuencial representada en la figura 7, con solo un pico de amplitud en torno a la frecuencia deseada.

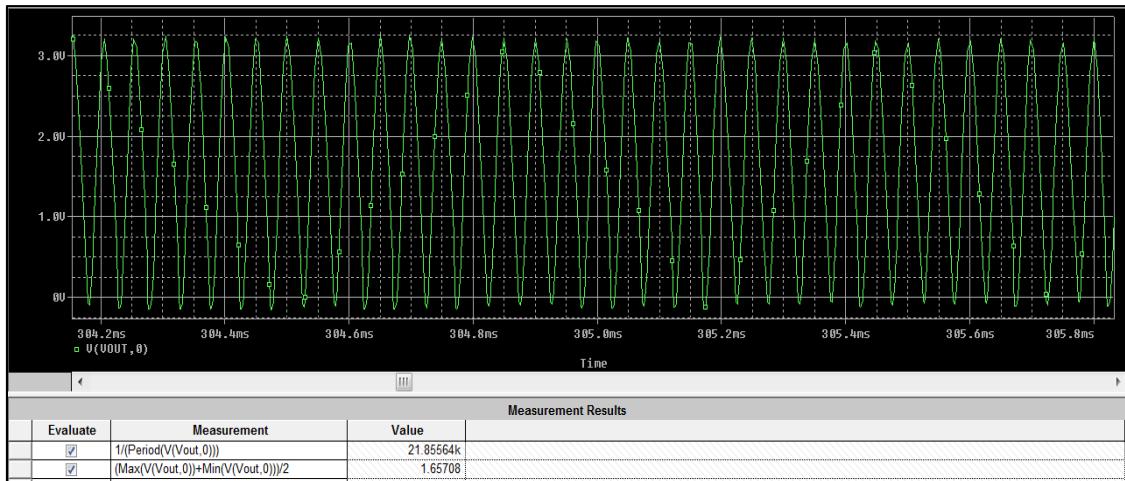


Figura 6. Respuesta temporal del circuito en vacío

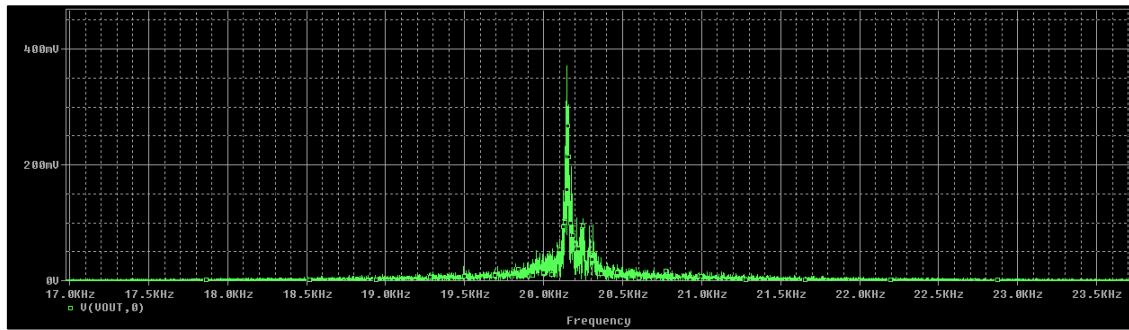


Figura 7. Respuesta frecuencial del circuito en vacío

Variando ligeramente la inductancia de la bobina del circuito, que sería el efecto producido por la detección de algún objeto metálico, observamos en las figuras 8 y 9 que la respuesta temporal y frecuencial siguen asemejándose a los valores teóricos calculados. Por ejemplo, para un valor de 1.2mH:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{eq}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{1.2 \cdot 10^{-3} \frac{100 \cdot 10^{-9} \cdot 100 \cdot 10^{-9}}{100 \cdot 10^{-9} + 100 \cdot 10^{-9}}}} = 20.55 \text{ kHz}$$

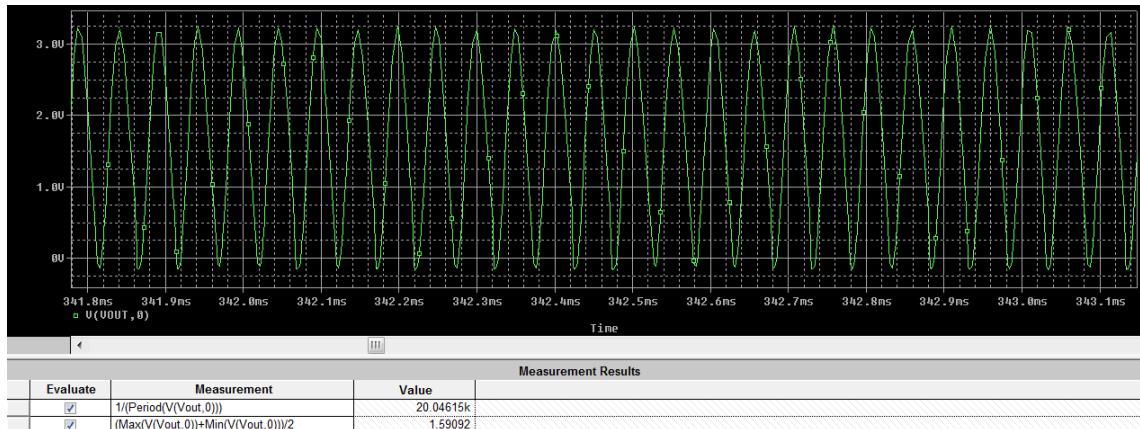


Figura 8. Respuesta temporal del circuito con metal

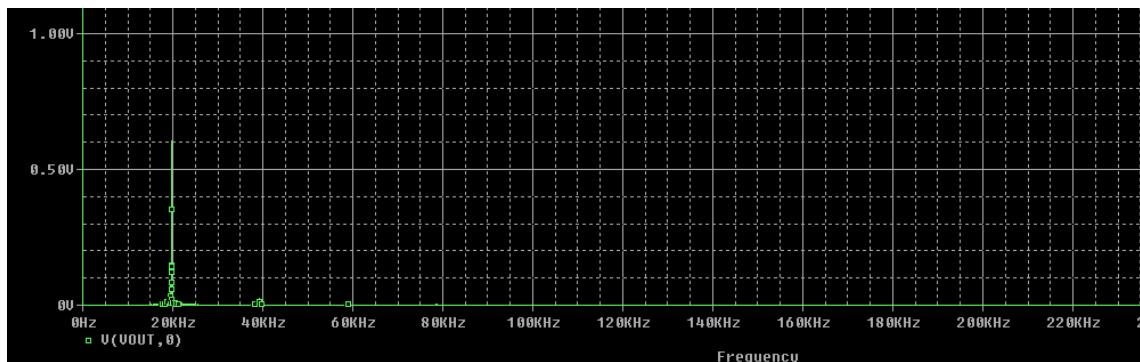


Figura 9. Respuesta frecuencial del circuito con metal

## 5. Diseño de la placa de circuito impreso

Una vez calculado el valor de los componentes del sistema y simulado su comportamiento tanto temporal como frecuencial para comprobar que los resultados se ajustan a lo calculado teóricamente, se lleva a cabo la creación de la placa de circuito impreso, denominada PCB, mediante el programa de diseño Eagle.

Las normas de diseño se ajustan a los requerimientos fijados por los maestros de taller del Área de Tecnología Electrónica de la Universidad, y están disponibles en el anexo “Reglas de diseño de la PCB”. Como aspectos importantes cabe destacar que se ha intentado realizar un diseño de tamaño relativamente pequeño, ajustando los componentes y montándolos por ambas caras de la placa (la placa del microcontrolador se monta por la cara inferior, mientras el resto de componentes se montan por la superior) y que además se ha ruteado tan sólo por la cara inferior.

Por último, las pistas de alimentación y masa se diseñan con mayor grosor que el resto para identificarlas más fácilmente y reducir su resistencia, y se incluye un plano de masa para evitar posteriores problemas de interferencia electromagnética, que se encargará del apantallamiento del sistema.

La figura 10 ilustra el diseño final en el programa Eagle<sup>[R5]</sup> de la PCB implementada.

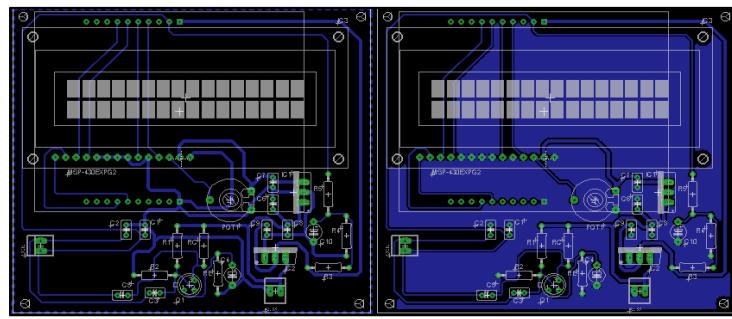


Figura 10. Diseño en Eagle de la PCB

## 6. Programación del microcontrolador

### 6.1. Elección del microcontrolador

Para la programación del sistema se ha utilizado la placa de evaluación “MSP-EXP430G2” de Texas Instruments, que se muestra en la figura 11<sup>[R8]</sup>. Es una herramienta de desarrollo que utiliza dispositivos (microcontroladores) de la familia MSP-430.

La placa tiene 20 pines, y está preparada para la utilización de microcontroladores de 16 bits de la familia MSP430. Dispone además de una conexión USB que permite descargar y depurar programas directamente en el hardware, así como de un circuito de reset, diversos periféricos (puerto serie, leds, etc.) y una fuente externa de reloj (soldándole un cristal externo en los pines correspondientes).

El microcontrolador utilizado va a ser el MSP430G2211, de 16 bits, el cual dispone de los módulos necesarios, explicados más en detalle en el anexo “Programación del microcontrolador”, para poder medir la frecuencia de entrada presente en uno de sus pines del puerto 1. Básicamente se utilizarán cuatro módulos: un comparador analógico, un temporizador, un módulo de reloj y un módulo de entrada/salida.



Figura 11. Placa de evaluación MSP-EXP430G2

---

## 6.2. Estrategia de programación

Tal y como se puede observar en el esquemático del circuito, la salida del circuito oscilador, sumada al nivel DC proveniente del circuito de offset, se traslada al pin 0 del puerto 1 del microcontrolador, con unos niveles de tensión adecuados para que el microcontrolador pueda leer la señal de entrada en su totalidad.

La estrategia de programación se detalla paso a paso a continuación:

- 1) Se configura el puerto 1 para usarse como salida digital de control hacia la LCD (pines 7,6,5,4,3 y 2) y como entrada del bloque comparador A (pin 0).
- 2) Se configura el bloque comparador del microcontrolador para comparar la señal de entrada del pin 0 del puerto 1 con el valor medio de la alimentación

(1.65V). De esta forma se consigue que el comparador detecte los semiciclos positivos y negativos de la señal, así como los cambios entre ellos. En cada inicio del semiciclo positivo, el comparador generará una interrupción.

- 3) Se configura el bloque de reloj del microcontrolador para que el reloj del sistema trabaje a 1MHz de frecuencia usando el oscilador digital interno.
- 4) Se configura el temporizador de manera que genere una interrupción cada vez que transcurra un segundo real (al usarse una frecuencia de 1Mhz será necesario contar 1000000 de ciclos de reloj del sistema).
- 5) Se inicializa la pantalla LCD y se aplica la monitorización permanente de la frecuencia medida y del metal detectado.

A partir de entonces se trabaja con las interrupciones del microcontrolador y sus prioridades. Básicamente se trata de detectar como flanco el inicio del semiciclo positivo de la señal de entrada, y contar cuantos flancos transcurren entre interrupción e interrupción del temporizador (1 segundo real). Ese número de flancos calculado será aproximadamente el valor de la frecuencia de la señal de entrada al sistema. Esta estrategia es adecuada debido a que la interrupción del temporizador tiene mayor prioridad que la del comparador.

---

### 6.3. Funciones programadas

La tabla 2 muestra una breve explicación de las funciones programadas en el microcontrolador con la ayuda de la herramienta Code Composer Studio<sup>[R15]</sup>. La explicación detallada, así como el diagrama de flujo de la función, se encuentra disponible en el anexo “Programación del microcontrolador”.

Bloque	Función	Objetivo
Comunicación entre uC y LCD	Envio_Dato	Enviar un dato desde el uC a la LCD.
	Envio_Instruccion	Enviar una instrucción desde el uC a la LCD.
	Mover_XY	Situar el cursor en la posición (x,y) de la LCD.
	Inicia_LCD	Inicializar la LCD.
	Long_To_LCD	Transformar un número a código ASCII para que aparezca en la LCD.
	Borrar_Lcd	Borrar la LCD y mandar el cursor a la posición inicial.
	Escribir_LCD	Escribir en la LCD una cadena de caracteres.
Configuración de módulos del uC	Configurar_Puertos	Configurar los registros del puerto 1.
	Configurar_Comparador	Configurar los registros del comparador A.
	Configurar_Reloj	Configurar los registros del módulo de reloj.
	Configurar_Timer	Configurar los registros del timer A.
Otras funciones	Calculo_De_Frecuencia	Calcular la media aritmética de varias frecuencias almacenadas en un vector.
	Envio_Metal	Monitorizar en la LCD la información del posible metal encontrado.

Tabla 2. Funciones programadas en el microcontrolador

## 7. Conclusiones

A lo largo de la memoria y los anexos de este TFG se han ido resolviendo las cuestiones que se planteaban en la introducción de este documento.

Primero ha sido necesario profundizar y entender los términos físicos de la detección de metales, conceptos que han sido vistos con anterioridad en asignaturas de “Fundamentos de Física” del plan de estudios. Se ha empleado un tiempo considerable en entender bien los fenómenos físicos, ya que son el pilar fundamental para continuar con la elaboración del sistema.

Tras abordar este tema, ha sido necesario construir el circuito de detección, para lo cual se han utilizado técnicas de análisis y conceptos de electrónica analógica y de instrumentación electrónica, también abordados durante los cursos del plan de estudios. Este punto ha sido el que más tiempo de elaboración le ha supuesto al autor.

A continuación, se han utilizado programas de simulación, análisis y diseño de circuitos electrónicos, ya manejados con anterioridad, para construir la PCB, y para finalizar se ha programado un microcontrolador para cumplir con la finalidad del sistema, habiéndose realizado ya esto en asignaturas del grado.

Como se puede deducir de los párrafos anteriores, el principal beneficio que ha aportado al autor la elaboración del TFG es el repaso y la profundización en conceptos ya vistos con anterioridad en clases teóricas y prácticas de laboratorio durante la carrera. En opinión del autor, es importante que haya sido necesario centrarse en conceptos de varias asignaturas, para así refrescar información.

Además, su elaboración ha ayudado bastante a la hora de realizar búsquedas y contrastar información, así como a sintetizar grandes cantidades de información en ideas importantes. En definitiva, los objetivos del TFG marcados al inicio han sido satisfechos y la valoración personal del autor es muy positiva acerca del aprendizaje obtenido.

Como posibles puntos de mejora del TFG cabría destacar la inclusión en el código de sentencias que obligasen al microcontrolador a adoptar modos de bajo consumo cuando este no detectase ningún cambio en la medida pasado un tiempo, ya que se reduciría el consumo considerablemente. Además, con la estrategia actual, el tiempo necesario para almacenar una medición es de 1 segundo. Modificando el valor de cuenta del temporizador o la cantidad de milisegundos a contar para almacenar la medición se conseguiría reducir ese tiempo de medición y, por tanto, agilizar la respuesta del sistema.

Otra posible mejora sería cambiar la estrategia de medición de frecuencia. En lugar de medir cuántos periodos de la onda de entrada se producen en un tiempo fijo (en este caso un segundo) se podría optar por fijar la captura de un número fijo de periodos de onda y capturar el tiempo que tardan en producirse. De esta manera se mejoraría el tiempo de respuesta del sistema.

Por último, se podría plantear el hecho de aumentar la frecuencia de reloj del microcontrolador (actualmente se programa a 1 Mhz) para que las mediciones se realizasen en un tiempo menor y se aumentase su precisión.

# Bibliografía

[<sup>R1</sup>] Barkhausen stability criterion. En: Page Version ID: 770002364, *Wikipedia* [en línea], 2017. [Consulta: 15 enero 2017]. Disponible en: [https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Barkhausen\\_stability\\_criterion&oldid=770002364](https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Barkhausen_stability_criterion&oldid=770002364).

[<sup>R2</sup>] BELLIS, M., [sin fecha]. The Evolution of the Metal Detector. *ThoughtCo* [en línea]. [Consulta: 16 junio 2017]. Disponible en: <https://www.thoughtco.com/history-of-the-metal-detector-1992303>.

[<sup>R3</sup>] Cadence Design Systems, Inc. *ORCAD Capture CIS Lite* [en línea]. Versión 16.6. 2012. [consulta: 20 septiembre 2011]. Programa informático.

[<sup>R4</sup>] Cadence Design Systems, Inc. *Pspice* [en línea]. Versión 16.6. 2012. [consulta: 20 septiembre 2011]. Programa informático.

[<sup>R5</sup>] Cadsoft. *Easily Applicable Graphical Layout Editor 8* [en línea]. Versión 6.1.0. [consulta: 10 abril 2014]. Programa informático.

[<sup>R6</sup>] DENEB, 2007. CIENCIA CON PACIENCIA: ¿Cómo funciona un detector de metales? *CIENCIA CON PACIENCIA* [en línea]. Disponible en: <http://cienciacionpaciencia.blogspot.com.es/2007/11/cmo-funciona-un-detector-de-metales.html>.

[<sup>R7</sup>] Detector de metales. En: Page Version ID: 97467292, *Wikipedia, la enciclopedia libre* [en línea], 2017. Disponible en: [https://es.wikipedia.org/w/index.php?title=Detector\\_de\\_metales&oldid=97467292](https://es.wikipedia.org/w/index.php?title=Detector_de_metales&oldid=97467292).

[<sup>R8</sup>] Hands on with the Texas Instruments' MSP430 LaunchPad and SeeedStudio's SideKick Kit. [en línea], [sin fecha]. [Consulta: 21 junio 2017]. Disponible en: <https://www.digikey.com/en/maker/blogs/hands-on-with-the-texas-instruments-msp430-launchpad-and-seeedstudio-s-sidekickkit/c71e47cd68c7422c821626da9c45c2e>.

[<sup>R9</sup>] Joseph Henry. En: Page Version ID: 784039706, *Wikipedia* [en línea], 2017. Disponible en: [https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Joseph\\_Henry&oldid=784039706](https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Joseph_Henry&oldid=784039706).

[<sup>R10</sup>] Labcenter Electronics. *Proteus 8 Professional* [en línea]. Versión 8.5. 2013. [consulta: 20 agosto 2016]. Programa informático.

[<sup>R11</sup>] La Historia del Detector de Metales | MetalDetector.com. [en línea], [sin fecha]. [Consulta: 16 junio 2017]. Disponible en: [https://www.metaldetector.com/learn/metal-detector-history/history-of-the-metal-detector?\\_\\_store=espanol&\\_\\_from\\_store=default](https://www.metaldetector.com/learn/metal-detector-history/history-of-the-metal-detector?__store=espanol&__from_store=default).

[<sup>R12</sup>] Oscilador. En: Page Version ID: 98390315, *Wikipedia, la enciclopedia libre* [en línea], 2017. Disponible en: <https://es.wikipedia.org/w/index.php?title=Oscilador&oldid=98390315>.

[<sup>R13</sup>] Osciladores. [en línea], [sin fecha]. [Consulta: 16 junio 2017]. Disponible en: <http://los-osciladores.blogspot.com.es/>.

[R<sup>14</sup>] The History of the Metal Detector | MetalDetector.com. [en línea], [sin fecha]. [Consulta: 16 junio 2017]. Disponible en:  
<https://www.metaldetector.com/learn/metal-detector-history/history-of-the-metal-detector>.

[R<sup>15</sup>] Texas Instruments. *Code Composer Studio* [en línea]. Versión 6.1.1.00022. [consulta: 12 enero 2014]. Programa informático.

## Índice de figuras

FIGURA 1. JOSEPH HENRY .....	2
FIGURA 2. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL DISPOSITIVO .....	8
FIGURA 3. ESQUEMÁTICO DEL CIRCUITO .....	9
FIGURA 4. CIRCUITO OSCILADOR A IMPLEMENTAR .....	10
FIGURA 5. CIRCUITO DE OFFSET .....	11
FIGURA 6. RESPUESTA TEMPORAL DEL CIRCUITO EN VACÍO .....	13
FIGURA 7. RESPUESTA FRECUENCIAL DEL CIRCUITO EN VACÍO .....	13
FIGURA 8. RESPUESTA TEMPORAL DEL CIRCUITO CON METAL .....	14
FIGURA 9. RESPUESTA FRECUENCIAL DEL CIRCUITO CON METAL .....	14
FIGURA 10. DISEÑO EN EAGLE DE LA PCB .....	15
FIGURA 11. PLACA DE EVALUACIÓN MSP-EXP430G2 .....	16

## Índice de tablas

TABLA 1. VALORES DE LOS COMPONENTES DEL CIRCUITO OSCILADOR .....	10
TABLA 2. FUNCIONES PROGRAMADAS EN EL MICROCONTROLADOR .....	18

## Glosario de términos

[1] TIC: tecnologías de la información y la comunicación.



# Trabajo Fin de Grado

Título del trabajo:

Anexos

English tittle:

Annexes

Autor/es

Abel Camarena Viñuales

Director/es

José Ignacio Artigas Maestre

Escuela de Ingeniería y Arquitectura

Año

2017



# Trabajo Fin de Grado

Título del trabajo:  
Anexo 1. Leyes físicas de detección de metales  
English tittle:  
Annex 1. Physical laws of metal detection

Autor/es

Abel Camarena Viñuales

Director/es

José Ignacio Artigas Maestre

Escuela de Ingeniería y Arquitectura

Año  
2017

## **Tabla de contenidos:**

Introducción.....	1
1. Leyes físicas de la detección de metales .....	2
1.1. Ley de Ampère .....	2
1.2. Inducción electromagnética y Ley de Faraday .....	4
1.3. Ley de Lenz .....	5
1.4. Corrientes de Foucault.....	5
Bibliografía.....	6

# Introducción

El objetivo del presente anexo, “Leyes físicas de detección de metales”, es describir detalladamente las diferentes leyes físicas que entran en juego a la hora de detectar un metal.

# 1. Leyes físicas de la detección de metales

Habiendo resumido anteriormente en el documento Memoria el principio básico de funcionamiento de un dispositivo detector de metales, se procede a explicar detalladamente en este anexo las leyes y fenómenos físicos necesarios para justificar dicho funcionamiento.

## **1.1. Ley de Ampère**

Esta ley física relaciona la formación de campos magnéticos en un medio conductor con las causas que los producen, esto es, las corrientes eléctricas. Corregida posteriormente por James Clerk Maxwell, ahora es una de las ecuaciones de Maxwell, formando parte del electromagnetismo de la física clásica.

Según la ley de Ampère, la circulación de las líneas de campo magnético en un contorno (conductor) cerrado es directamente proporcional al valor de la corriente neta que recorre ese contorno. Si la corriente ( $\vec{I}$ ) es variable en el tiempo, lo será también el campo magnético ( $\vec{B}$ ).

El campo magnético es un campo angular con forma circular, tal y como se muestra en la figura 1<sup>[R5]</sup>, cuyas líneas encierran la corriente neta. La dirección del campo en cualquier punto es tangencial al círculo que encierra la corriente, y disminuye inversamente con la distancia al conductor.

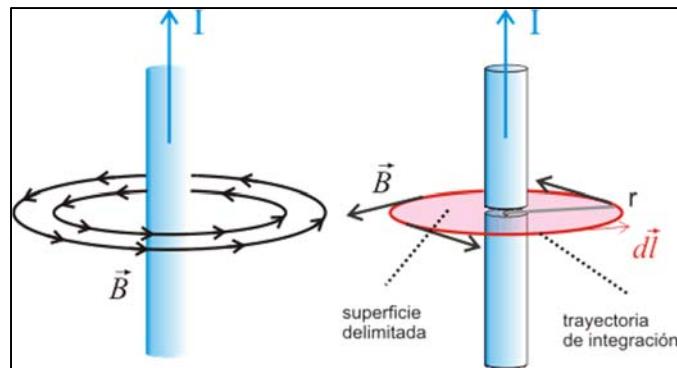


Figura 1. Líneas de campo magnético con respecto a la corriente en un conductor cerrado

Matemáticamente, la formulación de este concepto, para un solenoide ideal (bobina de longitud elevada cuyas espiras están muy juntas) por el que circula una corriente  $I$  en vacío, es la que sigue:

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = I \rightarrow \oint \frac{\vec{B}}{\mu_0} \cdot d\vec{l} = I \rightarrow \oint \vec{B} \cdot d\vec{l} = \mu_0 \cdot I$$

Teniendo en cuenta que el campo magnético generado es constante y que la longitud del solenoide es igual a  $2\pi r$ , siendo  $r$  el radio de dicho solenoide:

$$\oint B \cdot d\vec{l} = B \oint d\vec{l} = B 2\pi r$$

Finalmente, igualando ambas expresiones, se obtiene la ecuación que relaciona el campo magnético generado ( $B$ ) con la corriente neta que lo genera ( $I$ ):

$$B 2\pi r = \mu_0 I \rightarrow B = \frac{\mu_0}{2\pi r} I$$

## 1.2. Inducción electromagnética y Ley de Faraday

La inducción electromagnética<sup>[R3]</sup> es el fenómeno físico que origina la producción de una fuerza electromotriz (f.e.m. o tensión) en un medio o cuerpo conductor expuesto a un campo magnético variable, o bien en un medio móvil respecto a un campo magnético estático («Inducción electromagnética» 2017) , tal y como muestra la figura 2<sup>[R3]</sup>. La consecuencia es la inducción de una corriente eléctrica en dicho cuerpo conductor.

Fue descubierta casi simultáneamente y de forma independiente por Michael Faraday y Joseph Henry en 1831.

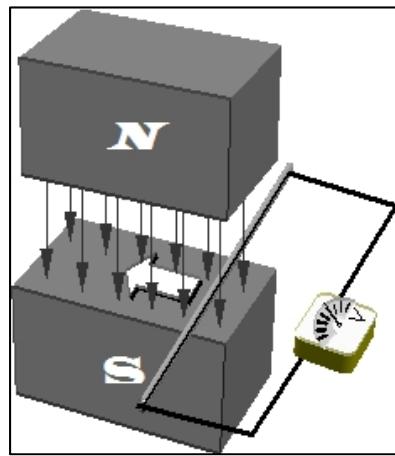


Figura 2. Escenificación de la inducción electromagnética en un conductor

Este fenómeno queda descrito matemáticamente por la Ley de Faraday<sup>[R2]</sup>, que afirma que: el voltaje inducido en un circuito cerrado ( $\mathcal{E}$ ) es directamente proporcional a la rapidez con que cambia en el tiempo el flujo magnético que atraviesa una superficie cualquiera con el circuito como borde («Ley de Faraday» 2017) . En el caso de una bobina, el circuito (C) es un círculo de radio  $r$  y la superficie (S) es circular.

$$\mathcal{E} = \oint_C \vec{E} \cdot d\vec{l} = - \frac{d}{dt} \int_S \vec{B} \cdot d\vec{A}$$

### **1.3. Ley de Lenz**

Por otra parte, Heinrich Lenz<sup>[R4]</sup> comprobó que la corriente generada en un conductor debido a la f.e.m. inducida se opone al cambio de flujo magnético que la genera, de forma tal que dicha corriente tiende a mantener constante ese flujo para asegurar el principio de conservación de la energía, el cual afirma que la cantidad total de energía en cualquier sistema físico aislado permanece invariable con el tiempo.

Esto es válido tanto para el caso en que la intensidad del campo varíe (campo magnético variable), o que el cuerpo conductor se mueva respecto de él (campo magnético fijo), y es esta circunstancia lo que justifica el signo negativo “-” en la ecuación de Faraday, expresada anteriormente.

### **1.4. Corrientes de Foucault**

Las corrientes de Foucault<sup>[R1]</sup> se producen cuando un conductor atraviesa un campo magnético variable, o viceversa. El movimiento relativo entre el campo y el material conductor causa una circulación de electrones, o corriente inducida, dentro del mencionado conductor («Corriente de Foucault» 2017).

La aparición de estas corrientes produce la creación de campos magnéticos que se oponen al efecto del campo magnético generador de las corrientes (según la Ley de Lenz).

Cuanto más fuerte sea el campo magnético aplicado, la conductividad del conductor, o la velocidad relativa de movimiento, mayores serán las corrientes de Foucault y, como consecuencia, los campos opuestos generados.

# Bibliografía

<sup>[R1]</sup> Corriente de Foucault. En: Page Version ID: 98876305, *Wikipedia, la enciclopedia libre* [en línea], 2017. Disponible en:  
[https://es.wikipedia.org/w/index.php?title=Corriente\\_de\\_Foucault&oldid=98876305](https://es.wikipedia.org/w/index.php?title=Corriente_de_Foucault&oldid=98876305).

<sup>[R2]</sup> Inducción electromagnética. En: Page Version ID: 98790565, *Wikipedia, la enciclopedia libre* [en línea], 2017. [Consulta: 10 mayo 2016]. Disponible en:  
[https://es.wikipedia.org/w/index.php?title=Inducci%C3%B3n\\_electromagn%C3%A9tica&oldid=98790565](https://es.wikipedia.org/w/index.php?title=Inducci%C3%B3n_electromagn%C3%A9tica&oldid=98790565).

<sup>[R3]</sup> Ley de Faraday. En: Page Version ID: 99071905, *Wikipedia, la enciclopedia libre* [en línea], 2017.  
[Consulta: 10 mayo 2016] Disponible en:  
[https://es.wikipedia.org/w/index.php?title=Ley\\_de\\_Faraday&oldid=99071905](https://es.wikipedia.org/w/index.php?title=Ley_de_Faraday&oldid=99071905).

<sup>[R4]</sup> Ley de Lenz. [en línea], [sin fecha]. [Consulta: 10 mayo 2016]. Disponible en:  
[http://cidecame.uaeh.edu.mx/lcc/mapa/PROYECTO/libro16/36\\_ley\\_de\\_lenz.html](http://cidecame.uaeh.edu.mx/lcc/mapa/PROYECTO/libro16/36_ley_de_lenz.html).

<sup>[R5]</sup> Magnetismo. Ley de Ampère. [en línea], [sin fecha]. [Consulta: 10 mayo 2016]. Disponible en:  
<http://acer.forestales.upm.es/basicas/udfisica/asignaturas/fisica/magnet/ampere.html>.



# Trabajo Fin de Grado

Título del trabajo:

Anexo 2. Tipos de detectores de metales

English tittle:

Annex 2. Types of metal detectors

Autor/es

Abel Camarena Viñuales

Director/es

José Ignacio Artigas Maestre

Escuela de Ingeniería y Arquitectura

Año

2017

# **Tabla de contenidos:**

Introducción.....	1
1. Tipos de detectores de metales .....	2
1.1. Detector VLF <sup>[1]</sup> (Detector de Baja Frecuencia).....	2
1.2. Detector BBS <sup>[2]</sup> (Detector Multifrecuencia).....	3
1.3. Detector PI <sup>[3]</sup> (Detector por Inducción de Pulsos).....	3
1.4. Detector de RF (Radio Frecuencia) .....	4
1.5. Detector de metales BFO <sup>[4]</sup> (de golpe de frecuencia).....	4
1.6. Detector de metales de arco (de túnel) .....	5
1.7. Detector de metales de mano.....	5
1.8. Detector de metales de bricolaje.....	5
1.9. Detector de metales de oro .....	6
1.10. Detector de metales subacuático.....	6
1.11. Detector de metales basados en microcontroladores.....	6
Bibliografía.....	7
Glosario de términos.....	8

# Introducción

El objetivo del presente anexo, “Tipos de detectores de metales”, es describir las diferentes tipologías<sup>[R7]</sup> de aparatos de detección de metales que existen actualmente en el mercado, con sus principales características, ventajas e inconvenientes.

# 1. Tipos de detectores de metales

Habiendo aclarado anteriormente en el documento Memoria el principio físico de funcionamiento de un dispositivo detector de metales, es conveniente investigar acerca de qué tecnologías de detección existen en el mercado, y qué metodología de detección utiliza cada una de ellas, para después decidir cuál es la más conveniente para el propósito del TFG. Las tecnologías más empleadas en el sector son las siguientes:

## **1.1. Detector VLF<sup>[1]</sup> (Detector de Baja Frecuencia)**

Mostrado en la figura 1<sup>[R5]</sup>, es el más usado en el ámbito del ocio. Funciona con una o dos frecuencias, siendo una de estas fija y la otra la utilizada para detectar el objeto por comparación de ambas, mediante transmisión/recepción de señales.

Algunas de sus características más representativas son: posibilidad de discriminación, gran sensibilidad, balance de tierra, y una profundidad de detección relativamente alta. Sin embargo, es muy sensible a la composición del suelo donde opera (no es apto pues para terrenos mineralizados).



Figura 1. Ejemplo de detector de metales del tipo VLF.

## **1.2. Detector BBS <sup>[2]</sup> (Detector Multifrecuencia)**

Mostrado en la figura 2<sup>[R1]</sup>, es un detector de baja frecuencia (presenta la misma operativa que el VLF) que usa entre 15 y 30 frecuencias al mismo tiempo para la búsqueda, emitiendo saltos de frecuencia de 1.5 KHz, siendo el rango de operación entre 1.5 y 25 o 100 KHz. Mejora la estabilidad y funcionamiento en terrenos muy mineralizados respecto al VLF.



*Figura 2. Ejemplo de detectores de metales del tipo BBS.*

## **1.3. Detector PI <sup>[3]</sup> (Detector por Inducción de Pulso)**

Mostrado en la figura 3<sup>[R9]</sup>, apenas se usa ya que, aunque la profundidad de búsqueda y su sensibilidad son elevadas y es inmune a la composición del suelo, presenta varios inconvenientes, como la ausencia de discriminación y la baja autonomía de búsqueda, debido a que cada pulso emitido requiere una gran cantidad de energía.

Esta tecnología se suele emplear en la búsqueda en playas, o en zonas donde la presencia de chatarra es prácticamente nula.



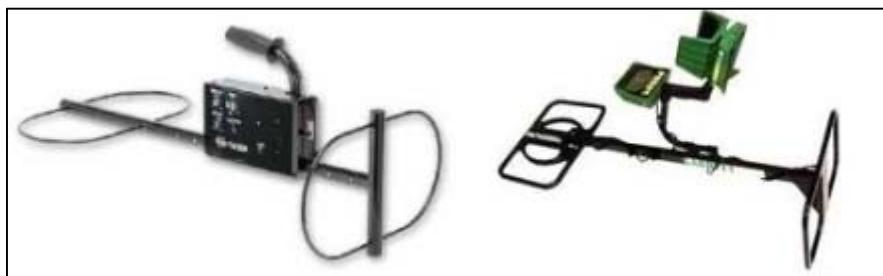
*Figura 3. Ejemplo de detector de metales del tipo PI.*

#### **1.4. Detector de RF (Radio Frecuencia)**

Mostrado en la figura 4<sup>[R4]</sup>, usa el sistema de transmisión-recepción, como el VLF, pero sus bobinas están más separadas (al menos 70 cm) y perpendiculares entre sí. Detecta huecos y cambios en la composición del terreno.

Carece de discriminación (sí que es posible, para algunos modelos, distinguir entre materiales férricos y no férricos), es poco sensible a objetos de pequeño tamaño y muy influenciable por las características del terreno.

Es usado para la detección de objetos de mediano y gran volumen a profundidades superiores al metro.



*Figura 4. Ejemplo de detectores de metales del tipo RF.*

#### **1.5. Detector de metales BFO<sup>[4]</sup> (de golpe de frecuencia)**

Mostrado en la figura 5<sup>[R2]</sup>, funciona como el VLF, pero carece de capacidad de discriminación.



*Figura 5. Ejemplo de detector de metales del tipo BFO.*

### **1.6. Detector de metales de arco (de túnel)**

Consiste en un arco o túnel de detección que permite inspeccionar todo tipo de productos y asegurarse de que están libres de partículas metálicas o magnéticas de cualquier tipo. Es muy usado en sistemas de seguridad de aeropuertos o edificios oficiales.

### **1.7. Detector de metales de mano**

Mostrado en la figura 6<sup>[R6]</sup>, es un tipo de detector de metales utilizado por agentes de seguridad, en aeropuertos o lugares de vigilancia especial, para detectar armas, pistolas y armas blancas. Suelen usarse como complemento de los detectores de metales de túnel.



*Figura 6. Ejemplo de detectores de metales de mano.*

### **1.8. Detector de metales de bricolaje**

Mostrado en la figura 7<sup>[R3]</sup>, es un aparato especializado para detectar, con un alto grado de fiabilidad, la presencia de cables eléctricos, perfiles metálicos y tuberías de agua, por lo que se utiliza en trabajos de bricolaje cuando es necesario taladrar una pared.



*Figura 7. Ejemplo de detectores de metales de bricolaje.*

### **1.9. Detector de metales de oro**

Es un tipo de detector de metales especializado en la búsqueda de metales preciosos, principalmente oro. Dispone de unas características especialmente adaptadas a la búsqueda de pepitas de oro en lo referente a profundidad de detección, discriminación, tecnología, tipo de cabezal o tamaño mínimo del blanco que puede detectar.

### **1.10. Detector de metales subacuático**

Emplean tecnología de inducción de pulsos (PI). Carecen de discriminación pero tienen mucha profundidad de detección y no les influye el terreno, por lo que se emplean en búsquedas subacuáticas.

### **1.11. Detector de metales basados en microcontroladores**

Existen numerosos proyectos de diseño de detectores de metales que usan microcontroladores PIC<sup>[R9]</sup> o Arduino<sup>[R10]</sup> para procesar la señal proveniente de la bobina detectora y, detectando el cambio de la frecuencia de esa señal, poder detectar la presencia de materiales metálicos en sus proximidades.

# Bibliografía

<sup>[R1]</sup> ADMIN, [sin fecha]. Detector de metales BBS | Guías Prácticas.COM. [en línea]. [Consulta: 14 junio 2016]. Disponible en:  
<http://www.guiaspracticas.com/detectores-de-metales/detector-de-metales-bbs>.

<sup>[R2]</sup> ADMIN, [sin fecha]. Detector de metales BFO | Guías Prácticas.COM. [en línea]. [Consulta: 14 junio 2016]. Disponible en:  
<http://www.guiaspracticas.com/detectores-de-metales/detector-de-metales-bfo>.

<sup>[R3]</sup> ADMIN, [sin fecha]. Detectores de metales para bricolaje | Guías Prácticas.COM. [en línea]. [Consulta: 14 junio 2016]. Disponible en:  
<http://www.guiaspracticas.com/detectores-de-metales/detectores-de-metales-para-bricolaje>.

<sup>[R4]</sup> ADMIN, [sin fecha]. Detector de metales RF | Guías Prácticas.COM. [en línea]. [Consulta: 14 junio 2016]. Disponible en:  
<http://www.guiaspracticas.com/detectores-de-metales/detector-de-metales-rf>.

<sup>[R5]</sup> ADMIN, [sin fecha]. Tipos de detectores de metales | Guías Prácticas.COM. [en línea]. [Consulta: 14 junio 2016]. Disponible en:  
<http://www.guiaspracticas.com/detectores-de-metales/tipos-de-detectores-de-metales>.

<sup>[R6]</sup> Detector de metales SuperScanner de Garret. Detector de mano para seguridad. [en línea], [sin fecha]. [Consulta: 14 junio 2016]. Disponible en:  
<http://www.detectoresindustriales.com/detectores-de-metales-de-seguridad/47-detector-de-metales-garret-superscanner-.html>.

<sup>[R7]</sup> Detectores de metales. Características, funcionamiento e historia ®. [en línea], [sin fecha]. [Consulta: 14 junio 2016]. Disponible en:  
<https://www.buscametales.com/articulos/2-detectores-de-metales-caracteristicas-funcionamiento-e-historia>.

<sup>[R8]</sup> GEEKPHYSICAL, 2013. Dz'l's Evil Genius Lair: Diy Arduino based metal detector. Dz'l's Evil Genius Lair [en línea]. Disponible en:  
<http://dzlsevilgeniuslair.blogspot.com.es/2013/07/diy-arduino-based-metal-detector.html>.

<sup>[R9]</sup> PicoDetector : a PIC-based simple and cheap metal detector. [en línea], [sin fecha]. [Consulta: 21 junio 2017]. Disponible en:  
<http://pic-microcontroller.com/picodetector-a-pic-based-simple-and-cheap-metal-detector-2/>.

<sup>[R10]</sup> Surfmaster PI Metal Detector Schematic Diagram. [en línea], [sin fecha]. [Consulta: 14 junio 2016]. Disponible en:  
<http://www.hobby-hour.com/electronics/s/surfmaster-pi-metal-detector.php>.

# Glosario de términos

- [1] VLF: Very Low Frequency.
- [2] BBS: Broad Band Spectrum.
- [3] PI: Pulse Induction.
- [4] BFO: Beat Frequency Oscillator.



# Trabajo Fin de Grado

Título del trabajo:  
Anexo 3. Tipos de osciladores  
English tittle:  
Annex 3. Types of oscillators

Autor/es

Abel Camarena Viñuales

Director/es

José Ignacio Artigas Maestre

Escuela de Ingeniería y Arquitectura

Año

2017

# **Tabla de contenidos:**

Introducción.....	1
1. Tipos de osciladores .....	2
1.1.1. Osciladores LC .....	2
1.1.1.1. Oscilador Colpitts .....	2
1.1.1.2. Oscilador Hartley.....	3
1.1.1.3. Oscilador Clapp .....	4
1.1.1.4. Oscilador Vackar .....	5
1.1.2. Osciladores de cristal piezoeléctrico .....	5
1.1.3. Osciladores RC.....	6
1.1.3.1. Oscilador en puente de Wien.....	6
1.1.3.2. Oscilador de cambio de fase .....	7
1.1.4. Circuitos integrados (555) .....	8
Bibliografía.....	9
Glosario de términos.....	9

# Introducción

El objetivo del presente anexo, “Tipos de osciladores”, es describir los diferentes tipos de circuitos osciladores que existen, con sus principales características, ventajas e inconvenientes, para después escoger la mejor alternativa de diseño para el circuito.

# 1. Tipos de osciladores

Habiendo descrito anteriormente en el documento Memoria el principio general de funcionamiento de un oscilador, es conveniente explicar detalladamente qué tipos de configuraciones de circuitos osciladores existen, para después decidir cuál de ellas es la más conveniente para el propósito del TFG.

## 1.1.1. Osciladores LC

En este tipo de configuraciones<sup>[R2][R4]</sup>, el circuito oscilante (también denominado tanque) está formado por inductancias y capacitancias. Generan a su salida ondas sinusoidales con frecuencia desde varios kHz hasta cientos de MHz. A continuación se presentan los osciladores LC de uso más habitual:

### 1.1.1.1. Oscilador Colpitts

El oscilador Colpitts, cuya representación se muestra en la figura 1, está formado por los siguientes componentes:

- Un circuito oscilante, que hace a su vez de red de alimentación, formado por una inductancia (L) y dos capacitancias (C1 y C2).
- Una etapa amplificadora (en este caso con un transistor BJT (Q1) en configuración de emisor común, aunque existen otras configuraciones con BJT<sup>[1]</sup> o FET<sup>[2]</sup>) que garantiza que no haya desfase entre la señal de entrada y la señal realimentada, ya que el circuito LC provoca un desfase de 180º y el BJT aporta otro desfase de 180º. Esta etapa está polarizada en base mediante un divisor de tensión formado por R1 y R2.

En este tipo de osciladores, la frecuencia de oscilación natural del circuito (frecuencia en ausencia de objetos metálicos) viene dada por la expresión:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\frac{C_1C_2}{C_1 + C_2}}}$$

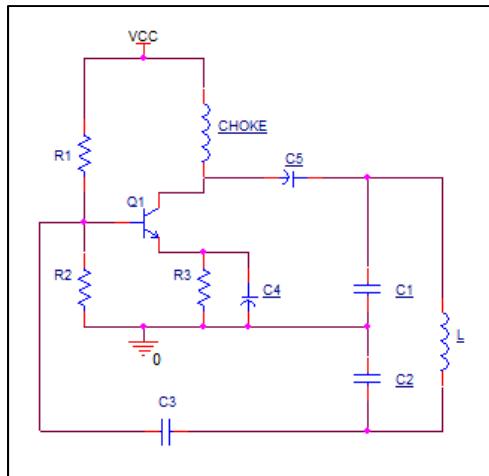


Figura 1. Esquema del oscilador Colpitts con etapa amplificadora en colector común

### 1.1.1.2. Oscilador Hartley

El oscilador Hartley, cuya representación se puede ver en la figura 2, tiene como componentes principales los siguientes:

- Un circuito oscilante, que hace a su vez de red de alimentación, formado por una capacitancia ( $C_1$ ) y dos inductancias ( $L_1$  y  $L_2$ ).
    - Una etapa amplificadora (en este caso con un transistor BJT ( $Q_1$ ) en configuración de emisor común, aunque existen otras configuraciones con BJT o FET) que garantiza, como en el caso del oscilador Colpitts, que no haya desfase entre la señal de entrada y la señal realimentada. Esta etapa está polarizada en base mediante un divisor de tensión formado por  $R_1$  y  $R_2$ .

En este tipo de osciladores, la frecuencia de oscilación del circuito (frecuencia en ausencia de objetos metálicos) vendrá dada por la expresión:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{C1(L1 + L2)}}$$

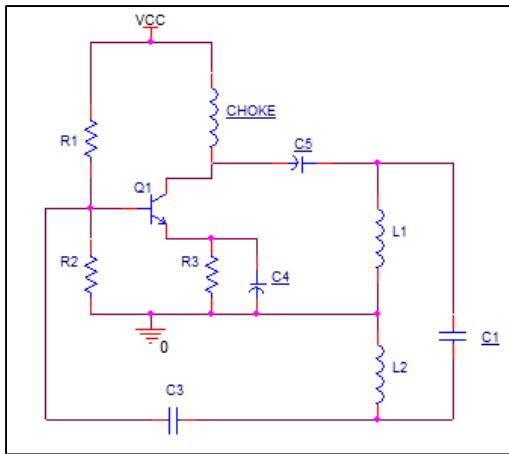


Figura 2. Esquema del oscilador Hartley con etapa amplificadora en colector común

### 1.1.1.3. Oscilador Clapp

El oscilador Clapp, mostrado en la figura 3, se considera una mejora del Colpitts. La principal diferencia entre ambos es que el Clapp cuenta con el condensador  $C_s$  en el tanque oscilante, un condensador de valor reducido en comparación con el condensador equivalente entre  $C_1$  y  $C_2$ .

Con esta configuración se mejora significativamente la estabilidad en frecuencia del oscilador y se reduce su ancho de banda, ya que se reducen los efectos de las variaciones frecuenciales de los parámetros del BJT.

La frecuencia del tanque viene dada por:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LCt}} \text{ Con } \frac{1}{Ct} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}$$

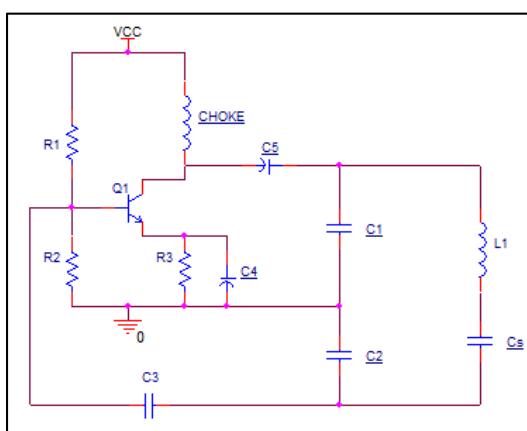


Figura 3. Esquema del oscilador Clapp

#### 1.1.1.4. Oscilador Vackar

Es parecido al Clapp pero con un nivel de salida relativamente estable sobre el rango de frecuencias y mayor ancho de banda que este.

#### 1.1.2. Osciladores de cristal piezoelectrónico

En este tipo de configuraciones, la red selectiva de frecuencia contiene un cristal piezoelectrónico (de cuarzo generalmente, aunque también puede ser de otros materiales), que convierte sus vibraciones mecánicas en señales eléctricas de una frecuencia determinada.

Generan ondas con frecuencia desde varios kHz hasta varios MHz, y se utilizan cuando se requieren ondas con frecuencias muy estables y precisas respecto a la señal de alimentación. Se puede usar un condensador variable (C1) en serie con el cristal para ajustar levemente la frecuencia de salida, como se observa en la figura 4<sup>[R3]</sup>.

La frecuencia de la onda de salida tiene ligera dependencia con la temperatura. Valores típicos orientativos para cristales de cuarzo pueden ser de 0' 005% del valor de la frecuencia natural del cristal cuando la temperatura es de 25ºC.

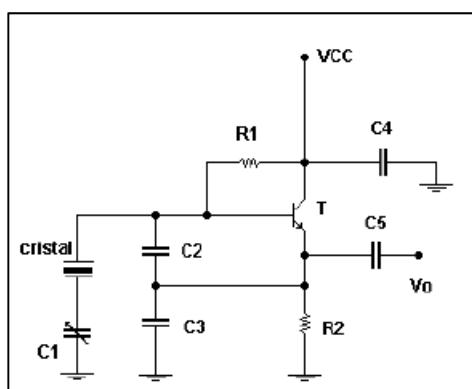


Figura 4. Esquema del oscilador con cristal piezoelectrónico

### **1.1.3. Osciladores RC**

En este tipo de configuraciones<sup>[R5]</sup>, el circuito oscilante está formado por resistencias y condensadores. Generan ondas de salida sinusoidales con frecuencia desde varios Hz hasta varios kHz. Los dos osciladores RC típicos son:

#### **1.1.3.1. Oscilador en puente de Wien**

El circuito, mostrado en la figura 5, está compuesto de cuatro resistencias y dos condensadores, siendo las dos redes RC de igual valor. El elemento amplificador en este caso es un amplificador operacional.

La ganancia de la etapa amplificadora está determinada por las resistencias R1 y R2, y debe compensar la atenuación causada por las redes RC. Además, esta ganancia debe estar por encima de la unidad para asegurar la oscilación.

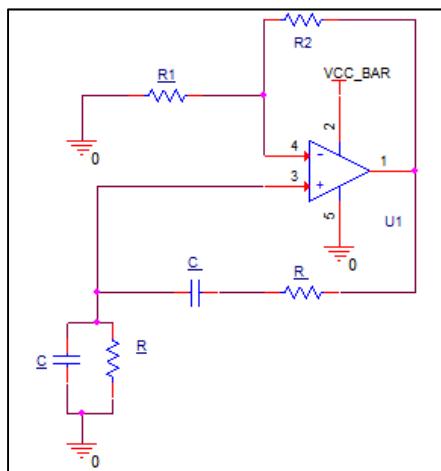


Figura 5. Esquema del oscilador en puente de Wien

Dicha ganancia se obtiene haciendo la parte imaginaria de la función de transferencia del sistema nula.

Considerando Z1 al par paralelo RC y Z2 al par serie:

$$Z1 = Zr // Zc = \frac{\frac{R}{Cj\omega}}{R + \frac{1}{Cj\omega}} = \frac{R}{1 + RCj\omega}$$

$$Z2 = Zr + Zc = R + \frac{1}{Cj\omega} = \frac{1 + RCj\omega}{Cj\omega}$$

El voltaje en el terminal positivo del AO respecto al voltaje de salida  $V_o$ , viene dado por la expresión:

$$\begin{aligned} \frac{V^-}{V_o} &= \frac{Z1}{Z1+Z2} = \frac{\frac{R}{1+RCj\omega}}{\frac{R}{1+RCj\omega} + \frac{1+RCj\omega}{Cj\omega}} = \frac{\frac{R}{1+RCj\omega}}{\frac{RCj\omega + (1+RCj\omega)^2}{Cj\omega(1+RCj\omega)}} = \frac{RCj\omega}{RCj\omega + (1+RCj\omega)^2} = \\ &= \frac{RCj\omega}{RCj\omega + 1 - (RC\omega)^2 + 2RCj\omega} = \frac{1}{1 + \frac{1}{RCj\omega} + RC\omega j + 2} = \frac{1}{3 + \frac{1 - (RC\omega)^2}{RC\omega j}} = \frac{1}{3 - \frac{1 - (RC\omega)^2}{RC\omega j} j} \end{aligned}$$

Si se hace nula la parte imaginaria:

$$\frac{1 - (RC\omega)^2}{RC\omega} j = 0 \rightarrow \omega^2 = (2\pi f)^2 = \frac{1}{(RC)^2}$$

La frecuencia de oscilación está dada por:

$$f = \frac{1}{2\pi RC}$$

#### 1.1.3.2. Oscilador de cambio de fase

Consiste, tal y como muestra la figura 6, en un amplificador inversor al que se le añade una realimentación constituida por tres redes RC, que introducen un desfase de 180º. Este desfase, junto con el producido por el AO (180º) produce una salida sin desfase respecto a la entrada.

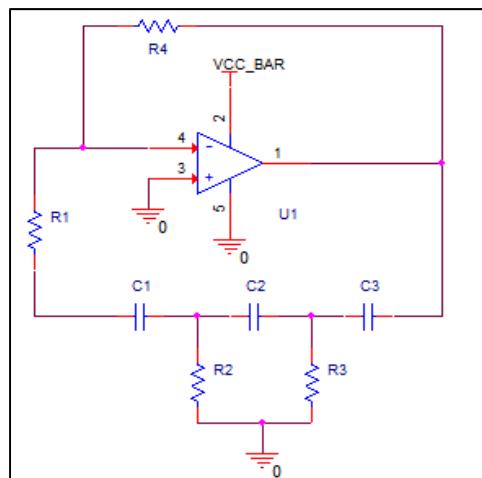


Figura 6. Esquema del oscilador por cambio de fase

Asumiendo que las tres resistencias y los tres condensadores son de igual valor ( $R_1=R_2=R_3=R$  y  $C_1=C_2=C_3=C$ ), y operando, se llega a la conclusión de que la resistencia  $R_4$ , de realimentación, tiene que ser 29 veces mayor que  $R$  para asegurar la oscilación y que, además, la frecuencia natural de oscilación del sistema viene dada por la expresión:

$$f = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{6}}$$

#### **1.1.4. Circuitos integrados (555)**

El temporizador IC<sup>[3]</sup> 555 de la figura 7<sup>[R1]</sup> es un circuito integrado que se utiliza en gran variedad de aplicaciones de generación de pulsos y oscilaciones. Puede ser utilizado para proporcionar retardos de tiempo, como un oscilador, y como un circuito integrado tipo flip flop.

Sigue usándose actualmente debido a su sencillez, estabilidad y precio económico.

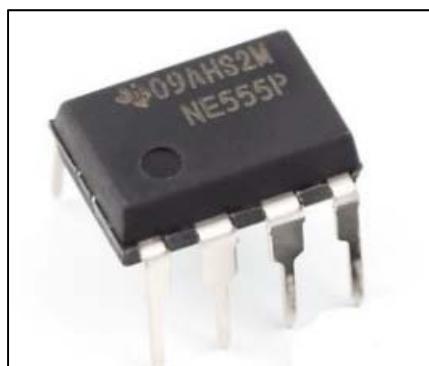


Figura 7. Integrado IC555

# Bibliografía

[R1] 555 configurado como oscilador – Electrónica: teoría y práctica. [en línea], [sin fecha]. [Consulta: 20 junio 2016]. Disponible en:  
<http://electronica-teoriaypractica.com/555- configurado-como-oscilador/>.

[R2] Capitulo 6.pdf. [en línea], [sin fecha]. [Consulta: 20 junio 2016]. Disponible en:  
[http://www.uib.cat/depart/dfs/GTE/education/telematica/sis\\_ele\\_comunicacio/Apuntes/Capitulo%206.pdf](http://www.uib.cat/depart/dfs/GTE/education/telematica/sis_ele_comunicacio/Apuntes/Capitulo%206.pdf).

[R3] DENYS.ANDRES, 2011. Osciladores: TIPOS DE OSCILADORES. *Osciladores* [en línea]. [Consulta: 20 junio 2016]. Disponible en:  
<http://los-osciladores.blogspot.com.es/2011/12/tipos-de-osciladores.html>.

[R4] OSCILADORES. [en línea], [sin fecha]. [Consulta: 20 junio 2016]. Disponible en:  
<http://www.angelfire.com/al2/Comunicaciones/Laboratorio/oscilad.html>.

[R5] Tipos de osciladores - Monografias.com. [en línea], [sin fecha]. [Consulta: 20 junio 2016]. Disponible en:  
<http://www.monografias.com/trabajos90/tipos-osciladores/tipos-osciladores.shtml>.

# Glosario de términos

- [1] BJT: Bipolar Junction Transistor.
- [2] FET: *Field-Effect Transistor*.
- [3] IC: Integrated Circuit.



# Trabajo Fin de Grado

Título del trabajo:  
Anexo 4. Cálculo de componentes

English title:  
Annex 4. Components calculation

Autor/es

Abel Camarena Viñuales

Director/es

José Ignacio Artigas Maestre

Escuela de Ingeniería y Arquitectura

Año

2017

# **Tabla de contenidos:**

Introducción.....	1
1. Cálculo de componentes del oscilador Colpitts.....	2
1.1. Criterios de oscilación .....	2
1.1.1. Criterio de ganancia o mantenimiento.....	3
1.1.2. Criterio de fase .....	3
1.2. Técnicas de análisis de circuitos empleadas.....	4
1.2.1. Análisis DC .....	4
1.2.2. Análisis AC .....	5
1.2.3. Principio de superposición .....	5
1.3. Cálculo de componentes.....	5
1.3.1. Análisis DC .....	6
1.3.2. Análisis AC .....	9
1.3.3. Condensadores de acoplamiento .....	13
1.3.4. Condensador de desacoplo .....	14
2. Cálculo de componentes del circuito de offset.....	15
3. Cálculo del resto de componentes del circuito .....	18
4. Cálculo de la bobina detectora.....	19
Bibliografía.....	20
Glosario de términos.....	20

# Introducción

El objetivo del presente anexo, “Cálculo de componentes”, es detallar los cálculos realizados, así como los principios matemáticos en los que estos se basan, para justificar la elección de los componentes empleados a la hora de elaborar el circuito oscilador del sistema y del resto de componentes que forman la totalidad del circuito electrónico que se recoge en el documento Memoria del TFG.

# 1. Cálculo de componentes del oscilador Colpitts

## 1.1. Criterios de oscilación

Antes de calcular el valor de los componentes que conforman el circuito oscilador es necesario aportar los conocimientos teóricos necesarios que justifiquen dichos cálculos y aseguren la correcta operación del dispositivo.

En la figura 1 se muestra el diagrama de bloques, explicado en el documento Memoria del TFG, del circuito oscilador.

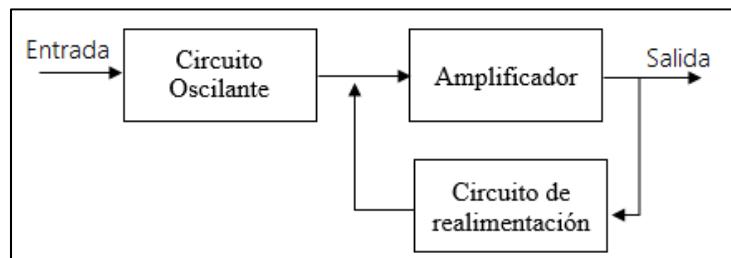


Figura 1. Diagrama de bloques de un circuito oscilador.

El circuito de la figura 1 se puede esquematizar como un circuito lineal con realimentación positiva como el de la figura 2.

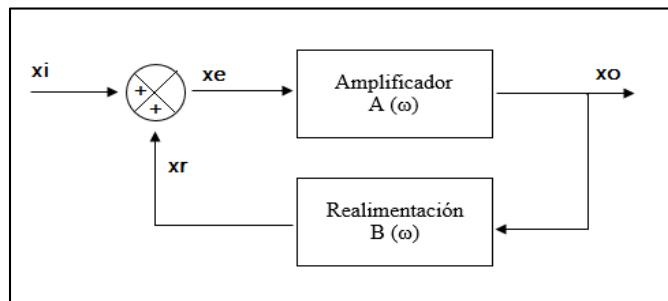


Figura 2. Diagrama de bloques de un circuito lineal con realimentación positiva.

La ganancia en lazo cerrado del circuito realimentado positivamente es la siguiente:

$$xo = A(\omega)xi + A(\omega)B(\omega)xo \quad (1)$$

$$\frac{xo}{xi} = \frac{A(\omega)}{1-A(\omega)B(\omega)} \quad (2)$$

El término  $A(\omega)$  representa la amplificación de la señal de entrada, mientras que el comportamiento en régimen permanente y transitorio del circuito viene establecido por el valor del término  $A(\omega)B(\omega)$ . Tanto A como B son valores fasoriales que dependen en módulo y fase de la frecuencia a la que opera el sistema.

Para asegurar el comportamiento deseado del circuito, es decir, que este no sólo inicie, sino que mantenga en el tiempo la oscilación producida inicialmente en el circuito oscilante, se han de cumplir los dos criterios de Barkhausen<sup>[R1][R4]</sup>:

### **1.1.1. Criterio de ganancia o mantenimiento**

Este criterio establece que, a la frecuencia de oscilación natural del sistema, el módulo de la ganancia en lazo cerrado debe ser igual a la unidad, es decir, expresado matemáticamente:

$$|A(\omega_{osc})B(\omega_{osc})| = 1 \quad (3)$$

En la práctica hay que asegurar que sea un poco mayor que la unidad, así, cualquier oscilación presente en la entrada del circuito, a esa frecuencia, se amplificará en régimen permanente. Asegurando esta condición, podríamos prescindir de la señal de entrada del sistema ya que el circuito, por sus propios medios, sería capaz de generar oscilaciones y amplificarlas.

### **1.1.2. Criterio de fase**

El segundo criterio establece que, a la frecuencia de oscilación natural del sistema, el desfase en lazo cerrado debe ser nulo, es decir:

$$\varphi(A(\omega_{os})B(\omega_{os})) = 2\pi k \quad (4) \quad \text{con } k=0,1,2,3\dots$$

Con el cumplimiento de este criterio junto al de ganancia, cualquier oscilación presente en la entrada, a esa frecuencia de oscilación, se mantiene indefinidamente a la misma amplitud en la salida.

## 1.2. Técnicas de análisis de circuitos empleadas

Previamente al cálculo del valor de los componentes del circuito oscilador se van a explicar las técnicas de análisis de circuitos electrónicos empleadas. Básicamente se trata de tres:

### 1.2.1. Análisis DC

Este procedimiento de análisis permite determinar la respuesta del circuito ante una entrada de corriente continua (comportamiento en DC<sup>[1]</sup>). Se utiliza para determinar los componentes referentes a la polarización del transistor BJT<sup>[2]</sup>, que es el dispositivo que se va a emplear como elemento amplificador en el oscilador.

Cabe señalar que, para que un BJT ejerza de elemento amplificador, como es el objetivo, es necesario que esté polarizado en modo activo; esto es, que el punto de operación (Q), definido por dos parámetros ( $I_C$ <sup>[3]</sup> y  $V_{CE}$ <sup>[4]</sup>), se sitúe en la zona intermedia de su recta de carga estática, tal y como muestra la figura 3<sup>[R3]</sup>.

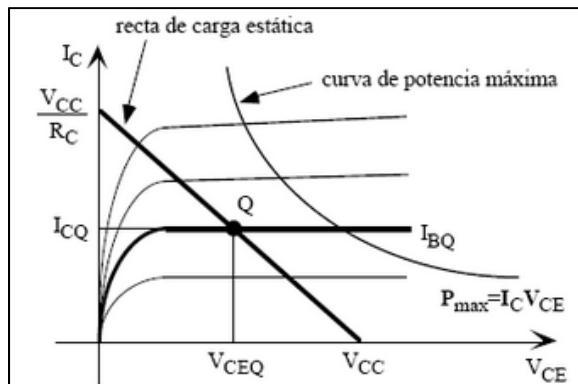


Figura 3. Recta estática de carga de un BJT.

Traducido al circuito a implementar, alimentado con una fuente continua de tensión  $V_{CC}$ , interesa que el transistor trabaje con un  $V_{CE}$  situado entre  $V_{CC}$  y 0, preferiblemente próximo al punto medio de este rango ( $\frac{V_{CC}}{2}$ ).

### **1.2.2. Análisis AC**

Este procedimiento de análisis permite determinar la respuesta del circuito ante una entrada de corriente alterna (comportamiento en AC<sup>[5]</sup>). Se utiliza para determinar los parámetros referentes al par LC, que es el circuito que se va a emplear como red de realimentación en el oscilador, así como el valor de los condensadores de acoplado y desacoplado a utilizar.

### **1.2.3. Principio de superposición**

Este procedimiento permite determinar el comportamiento del circuito a través de la combinación del comportamiento en AC y en DC.

$$\text{Comportamiento del circuito} = \text{Comportamiento DC} + \text{Comportamiento AC}$$

---

## **1.3. Cálculo de componentes**

Finalmente se va a proceder al cálculo de los componentes del circuito oscilador empleando las dos técnicas de análisis de circuitos descritas anteriormente. Para ello, se parte inicialmente del circuito oscilador Colpitts en emisor común de la figura 4:

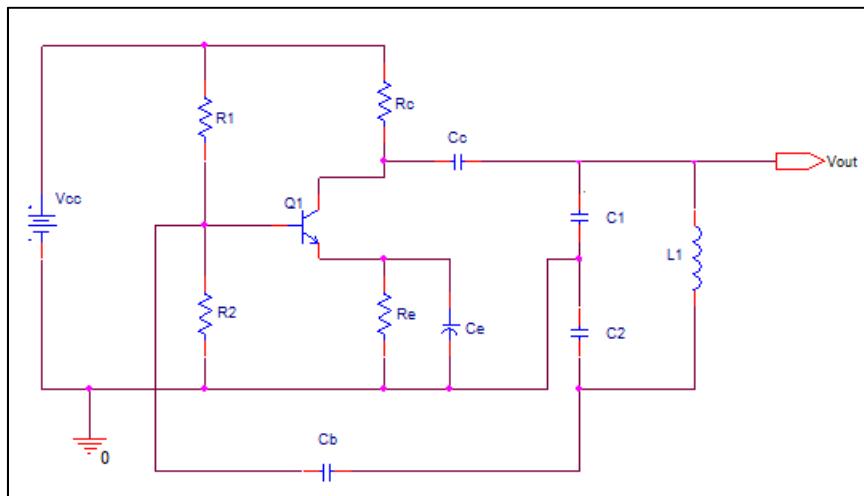


Figura 4. Oscilador Colpitts en emisor común.

### 1.3.1. Análisis DC

Para el análisis DC del circuito hay que tener en cuenta las siguientes consideraciones para poder simplificar el circuito inicial a su modelo en corriente continua (modelo DC):

- Las fuentes de AC se consideran cortocircuitadas.
- Los condensadores, en DC, se comportan idealmente como circuitos abiertos (impedancia elevada).

$$X_C = \frac{1}{2\pi f C} \rightarrow f \approx 0 \rightarrow X_C \approx \infty \rightarrow Z_C = -jX_C \approx \infty$$

- Las inductancias, en DC, se comportan idealmente como cortocircuitos (impedancia reducida).

$$X_L = 2\pi f L \rightarrow f \approx 0 \rightarrow X_L \approx 0 \rightarrow Z_L = jX_L \approx 0$$

- La corriente de base del BJT se puede despreciar, al ser muy inferior (debido al factor  $\beta$  de amplificación del BJT) a las de colector ( $I_C$ ) y emisor ( $I_E$ ), lo cual provoca que podamos establecer las aproximaciones  $I_E \approx I_C$  y  $R_1, R_2$  en serie.

Así pues, el modelo en DC del circuito oscilador se representa en la figura 5:

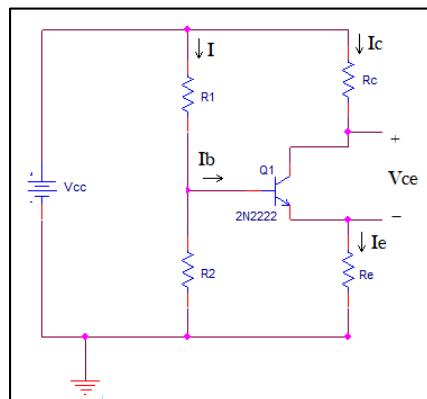


Figura 5. Modelo en DC del oscilador Colpitts.

Aplicando el análisis por mallas (segunda ley de Kirchhoff) se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$(1) \quad V_{cc} = I_C R_C + V_{ce} + I_E R_E \approx V_{ce} + I_C (R_E + R_C)$$

Aplicándolo al punto de trabajo (Q):

$$(2) \quad V_{ce}(Q) = V_{cc} - I_c(Q)(R_c + R_e)$$

$$(3) \quad V_c(Q) = V_{cc} - I_c(Q)R_c$$

Por otra parte, se deduce teniendo en cuenta que R1 y R2 están en serie al ser Ib despreciable:

$$(4) \quad -IR_2 + V_{be} + I_e R_e = 0 \rightarrow V_{be} = 0.7V, \quad I_e \approx I_c$$

$$(5) \quad -IR_2 + 0.7 + I_c R_e = 0$$

$$(6) \quad I_c = \frac{IR_2 - 0.7}{R_e} \rightarrow I = \frac{V_{cc}}{R_1 + R_2}$$

$$(7) \quad I_c = \frac{V_{cc} \frac{R_2}{R_1 + R_2} - 0.7}{R_e}$$

Aplicándolo al punto de trabajo:

$$(8) \quad I_c(Q) = \frac{V_{cc} \frac{R_2}{R_1 + R_2} - 0.7}{R_e}$$

Se va a trabajar con un transistor **Q1 de tipo 2N2222A**, cuyas características, a disposición del lector en el datasheet de dicho componente dentro del anexo 7 "Hojas de datos de componentes", son:

$$P_{max} = 0.5W, \quad I_{cmax} = 0.8A, \quad V_{be,min} = 0.7V, \quad \beta = h_{fe} = 255$$

Como se ha mencionado con anterioridad, una de las premisas del dispositivo es que su consumo no sea demasiado elevado, ya que su autonomía depende de una pila convencional de 9V/550mAH. Además, interesa no hacer trabajar al transistor BJT con potencias próximas a su potencia máxima, para no incurrir en posibles daños al dispositivo a causa de calentamiento excesivo, así como para evitar el uso de disipadores.

Se va a trabajar con una intensidad de colector (1mA) bastante inferior a la máxima, para lo cual, suponiendo que la tensión de alimentación es de 9V y que el Vce del punto de trabajo debe situarse próximo al punto medio de la recta de carga (asumiéndose un margen de un voltio, es decir,  $3.5 < V_{ce}(Q) < 5.5$ ), se tiene que:

$$(9) \quad V_{ce}(Q) = V_{cc} - I_c(Q)(R_c + R_e)$$

$$(10) \quad 3.5V < V_{cc} - I_c(Q)(R_c + R_e) < 5.5V$$

$$(11) \quad 3.5V < 9V - 1mA(R_c + R_e) < 5.5V$$

$$(12) \quad (R_c + R_e) < \frac{(9-3.5)V}{1mA} = 5.5 \text{ k}\Omega$$

$$(13) \quad (R_c + R_e) > \frac{(9-5.5)V}{1mA} = 3.5 \text{ k}\Omega$$

$$5.5 \text{ k}\Omega > (R_c + R_e) > 3.5 \text{ k}\Omega$$

Para cumplir estas condiciones se escogen una Rc de 3.9kΩ y una Re de 1kΩ.

Si se atiende a otra de las consideraciones ( $I_b \approx 0$ ), debemos considerar la resistencia que presenta el transistor BJT entre la base y el emisor ( $r_e \approx \beta R_e$ ), tal y como muestra la figura 6.

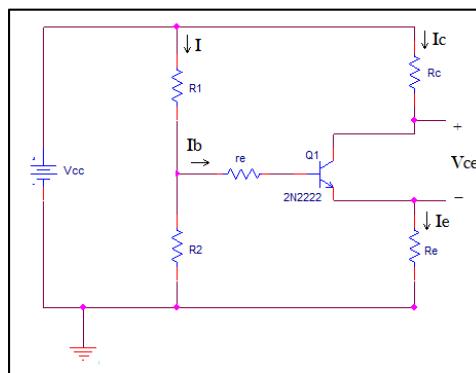


Figura 6. Modelo en DC del oscilador Colpitts con resistencia  $r_e$ .

En consecuencia, para que la corriente I fluya en casi su totalidad por R2 y no haya apenas derivación hacia  $r_e$ , la resistencia R2 ha de ser bastante menor que la  $r_e$ , al menos diez veces menor.

$$(14) \quad R2 \ll \frac{r_e}{10} = \frac{\beta R_e}{10} = \frac{255 \times 1k\Omega}{10} = 25.5 \text{ k}\Omega$$

Se va a utilizar una R2 de 2.2kΩ.

Finalmente, la corriente de colector deseada (1mA), se deduce de la ecuación siguiente:

$$(15) \quad I_c(Q) = 1mA = \frac{V_{cc} \frac{R_2}{R_1+R_2} - 0.7}{R_e} = \frac{9V \frac{2.2k\Omega}{R_1+2.2k\Omega} - 0.7}{1k\Omega}$$

Con una R1 de  $10k\Omega$  se obtiene una  $I_c$  de 0.923 mA, que corresponde aproximadamente con la corriente deseada.

A modo de comprobación, con estos valores calculados:

$$V_{ce}(Q) = V_{cc} - I_c(Q)(R_c + R_e) = 9 - 0.923mA * (3.9 + 1)k\Omega = 4.777V$$

$$I_c(Q) = \frac{V_{cc} \frac{R_2}{R_1 + R_2} - 0.7}{R_e} = \frac{9V \frac{2.2k\Omega}{10k\Omega + 2.2k\Omega} - 0.7}{1k\Omega} = 0.923mA$$

$$P(Q) = V_{ce}(Q) * I_c(Q) = 4.754V * 0.923mA = 4.132mW$$

Se aseguran las condiciones de operación en modo activo del BJT, así como un consumo reducido, tal y como se pretendía. Así pues, hasta el momento se han escogido los valores de los elementos del circuito de polarización, siendo estos los siguientes:

Elemento	Q1	R1	R2	Rc	Re	Vcc
Valor	2N2222A	$10k\Omega$	$2.2k\Omega$	$3.9k\Omega$	$1k\Omega$	9V

Tabla 1. Valores del circuito DC.

### 1.3.2. Análisis AC

Para el análisis AC del circuito hay que tener en cuenta las siguientes consideraciones para poder simplificar el circuito inicial a su modelo en corriente alterna (modelo AC):

- Las fuentes de DC se consideran cortocircuitadas.
- Se sustituye el BJT por su equivalente en pequeña señal.
- Los condensadores de acople ( $C_b, C_c$ ) y desacople ( $C_e$ ) se escogen de tal manera que, a la frecuencia de oscilación, se comporten como cortocircuitos y su impedancia no influya en la respuesta del circuito.

El modelo en AC se representa en la figura 7:

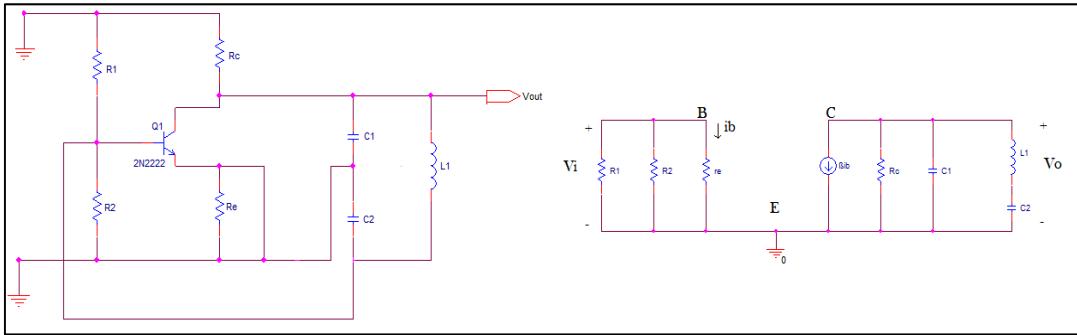


Figura 7. Modelo en AC del oscilador Colpitts.

La función de transferencia del circuito en alterna, esto es, la relación entre la señal de entrada y la de salida, es la siguiente:

$$(1) \quad A(\omega) = \frac{V_o}{V_i}$$

Teniendo en cuenta que las impedancias de bobinas y condensadores son las siguientes:

$$Z_L = Lj\omega$$

$$Z_{C1} = \frac{1}{C_1 j\omega}$$

$$Z_{C2} = \frac{1}{C_2 j\omega}$$

Se procede a calcular la impedancia equivalente del circuito resonante (tanque oscilante):

$$(2) \quad Z_{cr} = Z_{c1} // (Z_{c2} + Z_L) = \frac{Z_{c1} * (Z_{c2} + Z_L)}{Z_{c1} + (Z_{c2} + Z_L)} = \frac{\frac{1}{C_1 j\omega} * (\frac{1}{C_2 j\omega} + Lj\omega)}{\frac{1}{C_1 j\omega} + (\frac{1}{C_2 j\omega} + Lj\omega)} = \frac{\frac{1}{C_1 j\omega} * \frac{1 - C_2 L \omega^2}{C_2 j\omega}}{\frac{1}{C_1 j\omega} + \frac{1 - C_2 L \omega^2}{C_2 j\omega}} =$$

$$\frac{\frac{C_2 L \omega^2 - 1}{C_1 C_2 \omega^2}}{\frac{-C_2 j\omega - C_1 j\omega + C_2 C_1 L j\omega^3}{C_1 C_2 \omega^2}} = \frac{1 - C_2 L \omega^2}{C_2 j\omega + C_1 j\omega - C_2 C_1 L j\omega^3} = \frac{1 - C_2 L \omega^2}{(C_2 + C_1 - C_2 C_1 L \omega^2) j\omega}$$

Con estos cálculos, el voltaje de salida ( $V_{out}$ ) se calcula mediante un divisor de corriente

$$(3) \quad i_c = \beta i_b = \beta \frac{V_i}{r_e} = \beta \frac{V_i}{\frac{25mV}{I_b}} \approx \beta \frac{V_i}{\frac{25mV}{I_c/\beta}} = \beta \frac{V_i}{\frac{\beta * 25mV}{I_c}} = \frac{V_i * I_c}{25mV}$$

$$(4) \quad V_{out} = -i_{ZL} * Z_L = -i_c * \frac{R_c}{R_c + Z_{cr}} * Z_{cr} = -i_c * \frac{R_c}{\frac{1 - C_2 L \omega^2}{C_2 + C_1 - C_2 C_1 L \omega^2 j\omega}} * \frac{1 - C_2 L \omega^2}{(C_2 + C_1 - C_2 C_1 L \omega^2) j\omega} =$$

$$-\frac{Vi * Ic}{25mV} * \frac{Rc}{Rc + \frac{1 - C2L\omega^2}{(C2 + C1 - C2C1L\omega^2)j\omega}} * \frac{1 - C2L\omega^2}{(C2 + C1 - C2C1L\omega^2)j\omega} =$$

$$-\frac{Vi * Ic}{25mV} * \frac{Rc (1 - C2L\omega^2)}{(1 - C2L\omega^2) + (C2 + C1 - C2C1L\omega^2)Rcj\omega} =$$

$$(5) \ A(\omega) = \frac{V_o}{V_i} = - \frac{Ic \ R_c}{25mV} * \frac{(1 - C2L\omega^2)}{(1 - C2L\omega^2) + (C2 + C1 - C2C1L\omega^2)Rcj\omega}$$

El signo negativo de la función de transferencia indica que la salida está desfasada 180º de la entrada, lo cual es lógico, puesto que el transistor BJT introduce ese desfase. Para conseguir 360º de desfase y cumplir así con el segundo criterio de Barkhausen, el denominador debe coincidir con un número complejo cuya parte imaginaria sea nula a la frecuencia de oscilación, para que introduzca en la señal otro desfase de 180º. Así pues, a la frecuencia de oscilación:

$$(6) \ (C2 + C1 - C2C1L\omega^2)Rcj\omega = 0 \rightarrow C2 + C1 - C2C1L\omega^2 = 0$$

$$(7) \ C2 + C1 = C2C1L\omega^2 \rightarrow \omega^2 = \frac{C2+C1}{C2C1} * \frac{1}{L} = \frac{1}{Lceq}$$

$$(8) \ \omega = 2\pi f = \frac{1}{\sqrt{Lceq}} \rightarrow f = \frac{1}{2\pi\sqrt{Lceq}} \text{ con } Ceq = \frac{C2C1}{C1+C2}$$

Además, el módulo de la función de transferencia en bucle abierto ( $A(\omega)B(\omega)$ ) debe de ser igual a la unidad a la frecuencia de oscilación, para poder cumplir con el primer criterio de Barkhausen. Para calcular el término  $B(\omega)$  se utiliza la figura 8, que expresa gráficamente la relación entre el voltaje de salida de la etapa y el voltaje de realimentación.

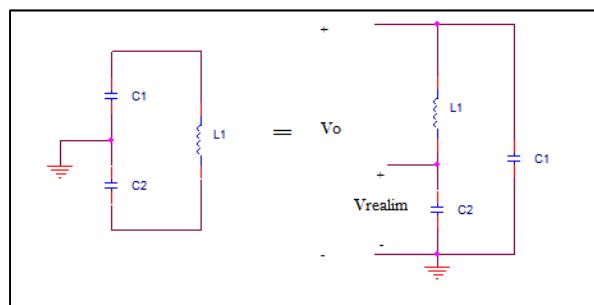


Figura 8. Mallas de salida y realimentación.

Con esto se obtiene:

$$(9) B(\omega) = \frac{V_{rea}}{V_o} = \frac{Zc2}{Zc2+ZL} = \frac{\frac{1}{C2j\omega}}{\frac{1}{C2j\omega} + Lj\omega} = \frac{1}{1-LC2\omega^2}$$

De esta forma, para la frecuencia de oscilación, la parte imaginaria del denominador de  $A(\omega)$  se anula, resultando:

$$(10) A(\omega) = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{IcRc}{25mV}$$

Así pues:

$$(11) A(\omega)B(\omega) = -\frac{IcRc}{25mV} \cdot \frac{1}{1-LC2\omega^2} = -\frac{IcRc}{25mV} \cdot \frac{1}{1-LC2 \frac{1}{L \frac{C1C2}{C1+C2}}} = -\frac{IcRc}{25mV} \cdot \frac{1}{1-\frac{C1+C2}{C1}} =$$

$$= -\frac{IcRc}{25mV} \cdot \frac{C1}{C1+C2-C1} = -\frac{IcRc}{25mV} \cdot \frac{C1}{C2}$$

Aplicando la condición de módulo al resultado obtenido:

$$|A(\omega)B(\omega)| = 1 = \left| -\frac{IcRc}{25mV} \cdot \frac{C1}{C2} \right|$$

$$\frac{C2}{C1} = Rc \cdot \frac{Ic}{25mV} = Av \rightarrow \text{ganancia de la etapa transistorizada}$$

Para que la etapa funcione como un oscilador Colpitts en configuración de emisor común es necesario cumplir la condición:

$$\frac{C2}{C1} < Av = \frac{RcIc}{25mV}$$

Además, si esa condición se cumple, el sistema oscilará con una frecuencia natural de:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LCeq}} \text{ con } Ceq = \frac{C2+C1}{C2C1}$$

Con todo esto, se escogen los siguientes valores para el tanque resonante. El cálculo de la inductancia de la bobina se detalla más adelante:

Elemento	L1	C1	C2
Valor	1.12mH	100nF	100nF

Tabla 2. Valores del tanque resonante.

### **1.3.3. Condensadores de acople**

Tras calcular el valor de los componentes del circuito de polarización y del tanque resonante, en este apartado se trata de averiguar qué valor tienen que tener los condensadores de acople del circuito oscilador.

La función de estos dos condensadores es adaptar las señales de entrada ( $C_b$ ) a la base del transistor BJT y de salida ( $C_c$ ) del colector, eliminando su nivel DC y permitiendo el paso de la corriente alterna a la frecuencia de oscilación del sistema; es decir, sirven de aislamiento de la etapa del circuito de polarización hacia el resto del circuito.

Estos condensadores se han de escoger de tal forma que su impedancia a la frecuencia de oscilación del sistema sea mínima, para que no afecten frecuencialmente al conjunto y que, además, dicha impedancia sea muy inferior respectivamente a las impedancias de entrada y salida de la etapa transistorizada.

Para el caso del condensador de acople de la base del transistor,  $C_b$ , hay que tener en cuenta que la impedancia de entrada que se observa desde el lazo de realimentación, tal y como muestra el modelo AC de la figura 7, es:

$$Z_b = R_1 // R_2 // r_e = \frac{\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \cdot r_e}{\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} + r_e} = \frac{\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \cdot \beta R_e}{\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} + \beta R_e} = \frac{\frac{10k\Omega \cdot 2.2k\Omega}{10k\Omega + 2.2k\Omega} \cdot 255 \cdot 1k\Omega}{\frac{10k\Omega \cdot 2.2k\Omega}{10k\Omega + 2.2k\Omega} + 255 \cdot 1k\Omega} = 1790\Omega$$

Y que la frecuencia de oscilación es:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{eq}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\frac{C_2 C_1}{C_1 + C_2}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{1.12mH \cdot \frac{100nF \cdot 100nF}{100nF + 100nF}}} = 21.27\text{kHz}$$

Así pues, la impedancia del condensador a la frecuencia de oscilación debe ser al menos diez veces menor que la impedancia de entrada  $Z_b$  para que su inclusión no influya en el comportamiento del circuito. Matemáticamente:

$$Xcb = \frac{1}{2\pi f Cb} < 10Zb \rightarrow \frac{1}{2\pi \cdot 21.27kHz \cdot Cb} < 10 \cdot 1790\Omega \rightarrow Cb > \frac{1}{2\pi \cdot 21270Hz \cdot 17900\Omega} = 0.418nF$$

Se escoge un **Cb** de **100nF**.

Para el caso del condensador de acople **Cc**, se puede observar en el modelo AC de la figura 7 que la resistencia de salida de la etapa transistorizada es justamente la resistencia del colector de la misma. Así pues, operando de idéntica forma:

$$Xcc = \frac{1}{2\pi f Cc} < 10Zc \rightarrow \frac{1}{2\pi \cdot 21.27kHz \cdot Cc} < 10 \cdot 3900\Omega \rightarrow Cc > \frac{1}{2\pi \cdot 21270Hz \cdot 39000\Omega} = 0.1918nF$$

Se escoge un **Cc** de **100nF**.

### 1.3.4. Condensador de desacoplo

El condensador de desacoplo es el encargado de cortocircuitar el emisor del BJT de la etapa transistorizada hacia masa cuando se trabaja a determinadas frecuencias, aumentando así la ganancia de la etapa. Si observamos la figura 9, la resistencia equivalente vista desde el emisor del transistor BJT con la señal de entrada cortocircuitada es el paralelo de la resistencia  $Re$  y de la resistencia  $r_e$ .

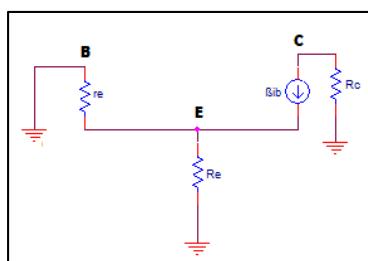


Figura 9. Modelo AC del BJT visto desde el emisor.

Operando se obtiene:

$$Ze = re // Re = \frac{re \cdot Re}{re + Re} = \frac{\beta Re \cdot Re}{\beta Re + Re} = \frac{255 \cdot 1k\Omega \cdot 1k\Omega}{255 \cdot 1k\Omega + 1k\Omega} = 996.09 \Omega$$

$$Xce = \frac{1}{2\pi f Ce} < 10Ze \rightarrow \frac{1}{2\pi \cdot 21.27kHz \cdot Ce} < 10 \cdot 996.09\Omega \rightarrow Ce > \frac{1}{2\pi \cdot 21270Hz \cdot 996.09\Omega} = 0.75nF$$

Se escoge un **Cc** polarizado de **10 $\mu$ F**. Así pues, los condensadores de acoplo y desacoplo quedan reflejados en la tabla 3.

Elemento	Cc	Cb	Ce
Valor	100nF	100nF	10 $\mu$ F

Tabla 3. Valores de condensadores de acoplo y desacoplo.

## 2. Cálculo de componentes del circuito de offset

Se va a trabajar con un microcontrolador como elemento de procesamiento de señales, es decir, con un elemento que soporta tensiones en sus pines de entrada analógicos de, en el caso del microcontrolador usado en este TFG, entre 0 y 3.3v. Como el proceso de detección consiste en capturar una onda sinusoidal y calcular su frecuencia, se deduce que la señal de entrada al microcontrolador va a ser la señal de salida del circuito oscilador.

Si se observa el circuito oscilador de la figura 4, gracias al condensador de acoplo (Cc) situado a la salida del colector del BJT, la onda sinusoidal resultante de la oscilación tiene nula su componente DC, es decir, se trata de una onda centrada sobre 0v.

Esta situación genera un problema a la hora de medir con el microcontrolador la señal de entrada, ya que este no sería capaz de “leer” los semiciclos negativos de la señal, y esta se distorsionaría para señales inferiores a 0V. La situación se ilustra en la figura 10.

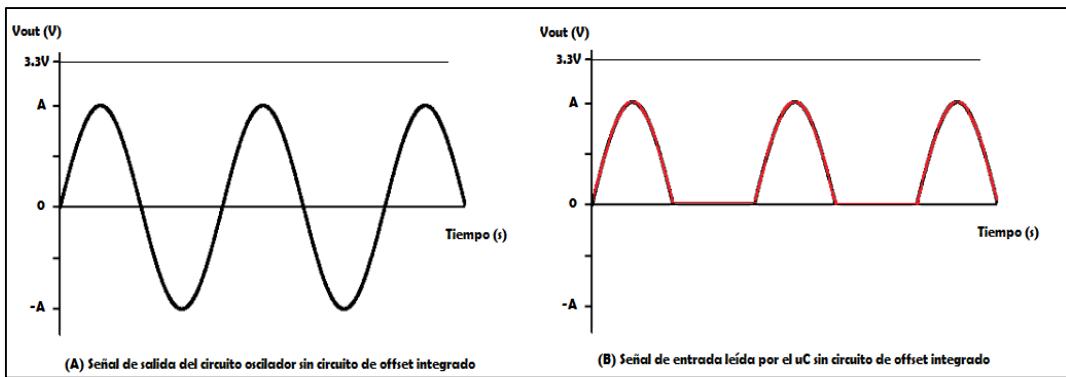


Figura 10. Comportamiento del sistema sin la inclusión del circuito de offset.

Para solucionarlo se opta por sumar a la señal de salida del oscilador un nivel de tensión continua, denominado nivel de offset, de tal manera que el microcontrolador sea capaz de leer la onda en su totalidad, sin distorsionarse esta en ninguno de los dos semiciclos.

La estrategia que se ha implementado es sumarle a la onda un nivel DC que coincida con la mitad del nivel de alimentación (3.3V), esto es, 1.65V. La situación se ilustra en la figura 11.

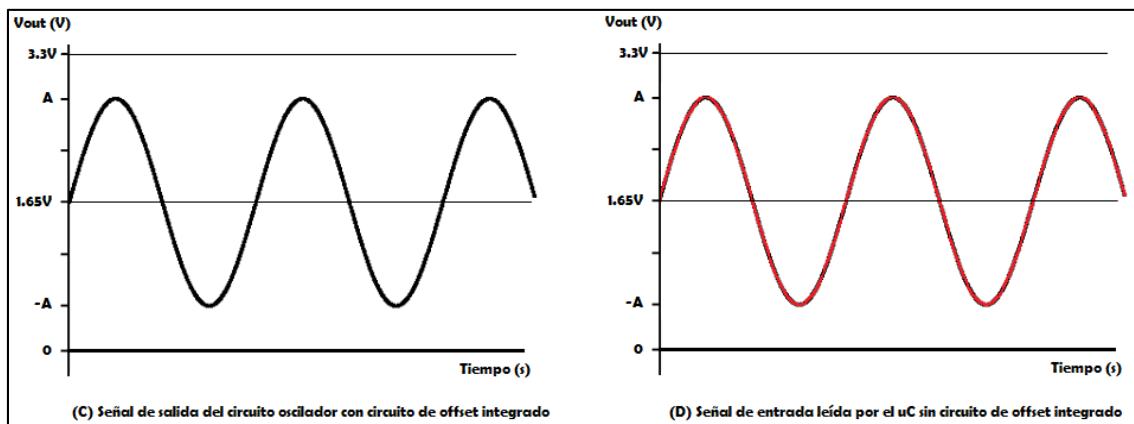


Figura 11. Comportamiento del sistema con la inclusión del circuito de offset.

Así pues, para implementar esta situación, se parte desde la salida del regulador de 3.3 voltios, que es el punto desde el cual se alimenta el microcontrolador. Se establece un divisor resistivo con dos resistencias iguales de  $10\text{k}\Omega$ , de tal manera que la

caída de tensión en el punto medio es la mitad de la tensión de alimentación (1.65V). Se incluye un condensador de 1uF para eliminar el posible rizado que tuviera la tensión de ese punto, y una resistencia de 33kΩ para limitar la corriente de entrada al µC<sup>[6]</sup>. Este valor de la resistencia limitadora se deduce de la corriente máxima soportada por cada pin del comparador del microcontrolador (45 µA), disponible en el anexo 7 (“Hojas de datos de componentes”) del TFG. Así pues:

$$I_{pin} = 45 \mu A = \frac{V}{R_{lim}} = \frac{1.65V}{R_{lim}} \rightarrow R_{lim} \approx \frac{1.65V}{45\mu A} = 36.6k\Omega$$

Finalmente, se acopla esta señal a la producida por el circuito oscilador, para después introducirla en el pin P1.0 del microcontrolador. El circuito de offset implementado se muestra en la figura 12.

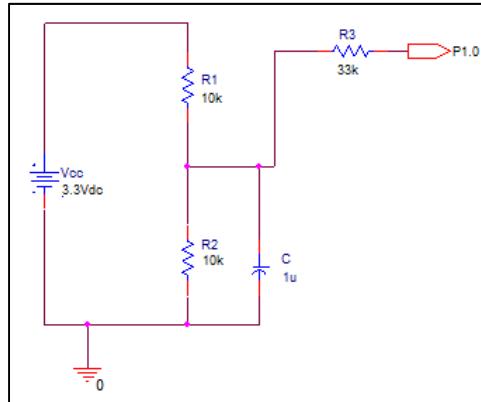


Figura 12. Circuito de offset implementado.

### 3. Cálculo del resto de componentes del circuito

Por último, el resto de componentes escogidos para el sistema son los siguientes:

- **Regulador de tensión 7805** con sus **dos condensadores de 0.33uF y 0.1uF** (especificados en el datasheet del fabricante, recogido en el anexo 7 “Hojas de datos de componentes”) para, mediante la fuente de alimentación de 9v, conseguir los 5v necesarios para alimentar la LCD.
- **Regulador de tensión 7833** con sus **dos condensadores de 0.33uF y 0.1uF** (especificados en el datasheet del fabricante, recogido en el anexo 7 “Hojas de datos de componentes”) para, mediante la fuente de alimentación de 9v, conseguir los 3.3v necesarios para alimentar el microcontrolador y, además, proporcionar la tensión de entrada al circuito generador del offset.
- **Pantalla LCD** convencional de 16 caracteres y 2 filas alimentada a 5V y **potenciómetro de 10kΩ** para ajustar el contraste de la pantalla LCD.

## 4. Cálculo de la bobina detectora

Para el diseño de la bobina, semejante a la de la figura 13<sup>[R2]</sup>, se utiliza la fórmula de bobinas con núcleo de aire, que es la siguiente <sup>[R2]</sup>:

$$L(H) = N^2 \frac{D}{2} \mu_0 \mu_r [\ln\left(\frac{4D}{d}\right) - 2]$$

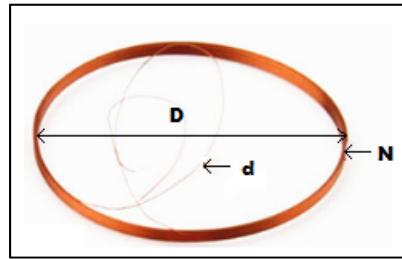


Figura 13. Bobina implementada

Siendo:

$$N: \text{Número de vueltas.} \rightarrow 48$$

$$D(m): \text{Diámetro de la bobina.} \rightarrow 0.140$$

$$d (m): \text{Diámetro del cable empleado} \rightarrow 0.0005$$

$$\mu_0(H/m): \text{Permeabilidad del vacío} \rightarrow 4\pi 10^{-7}$$

$$\mu_r: \text{Permeabilidad relativa} \rightarrow \text{Aire} = 1$$

Así pues, la inductancia en vacío de la bobina fabricada (**L1**) es de **1.12mH.**

# Bibliografía

[R1] Barkhausen stability criterion. En: Page Version ID: 770002364, *Wikipedia* [en línea], 2017. [Consulta: 15 enero 2017]. Disponible en: [https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Barkhausen\\_stability\\_criterion&oldid=770002364](https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Barkhausen_stability_criterion&oldid=770002364).

[R2] Inductance of Circular Loop · Technick.net. [en línea], [sin fecha]. [Consulta: 15 enero 2017]. Disponible en: <https://technick.net/tools/inductance-calculator/circular-loop/>

[R3] Punto de trabajo Q y recta de carga estática de un transistor. *Electrónica Unicrom* [en línea], 2015. [Consulta: 15 enero 2017]. Disponible en: <http://unicrom.com/punto-trabajo-q-recta-carga-estatica-transistor/>.

[R4] Tema10.pdf. [en línea], [sin fecha]. [Consulta: 15 enero 2017]. Disponible en: <http://www.ie.itcr.ac.cr/marin/lic/el3212/Libro/Tema10.pdf>.

# Glosario de términos

- [1] DC: Direct Current.
- [2] BJT: Bipolar Junction Transistor.
- [3] IC: Intensidad de Colector.
- [4] VCE: Voltaje Colector-Emisor.
- [5] AC: Alternating Current.
- [6] µC: MicroControlador.



# Trabajo Fin de Grado

Título del trabajo:  
Anexo 5. Reglas de diseño de la PCB

English title:  
Annex 5. PCB design rules

Autor/es  
Abel Camarena Viñuales

Director/es  
José Ignacio Artigas Maestre

Escuela de Ingeniería y Arquitectura

Año  
2017

## **Tabla de contenidos:**

Introducción.....	1
1. Normativa para la elaboración de la PCB .....	2
1.1. Normas generales de diseño .....	2
1.2. Normas específicas de diseño.....	3
1.3. Diseño final de la PCB .....	5
Bibliografía.....	8

# Introducción

El objetivo del presente anexo, “Reglas de diseño de la PCB”, es especificar la normativa que se ha utilizado para la elaboración de la PCB del sistema, incluyendo todos aquellos parámetros necesarios para la fabricación a través de la máquina del departamento, los cuales han sido proporcionados por los maestros de taller.

# 1. Normativa para la elaboración de la PCB

---

## 1.1. Normas generales de diseño

A continuación, se exponen una serie de normas de carácter general<sup>[R2][R3]</sup> que se han tenido en cuenta a la hora de diseñar la PCB del circuito. Cabe destacar las siguientes:

- Se procura dejar, aunque sin influir considerablemente en el tamaño de la placa, un ligero espacio entre los componentes, para evitar futuros problemas a la hora de soldarlos a la placa o rutear la misma.
- Se evita que las pistas ruteadas formen ángulos rectos, sobre todo aquellas que transportan señales de alta frecuencia (de varios kHz).
- Se evita rutear pistas entre PADs de componentes que no tengan demasiada separación entre ellos.
- Se evita unir directamente dos o más PADs, incluyendo una pista, aunque sea de longitud reducida, para tal fin.
- A la hora de soldar los componentes THD en la PCB, se procura evitar dejar los terminales del componente largos, como muestra la figura 1.

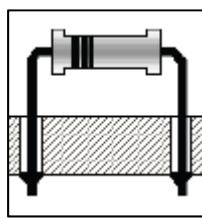
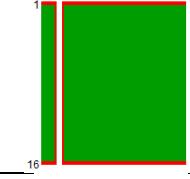
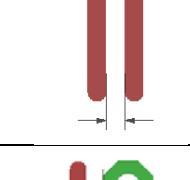
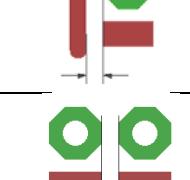


Figura 1. Componente soldado con terminales largos.

## 1.2. Normas específicas de diseño

Después de haberse mencionado algunas de las normas generales básicas de diseño de placas de circuito impreso, la tabla 1 muestra las reglas de diseño utilizadas para la elaboración, las cuales son elegidas en base a requisitos de fabricación del taller de la Universidad.

La clase de dificultad<sup>[R1]</sup> de diseño escogida es la 3, que engloba, entre otras, las siguientes normas:

Parámetro	Descripción gráfica <sup>[R1]</sup>	Medida mínima en mm
Espesor de la capa TOP		0.035
Espesor de la capa BOTTOM		0.035
Separación entre capas TOP-BOTTOM		1.5
Espacio entre pistas		
Espacio entre pista y pad		
Espacio entre pads		
Espacio entre pad y vía		0.4064
Espacio entre vías		
Espacio entre pista y vía		

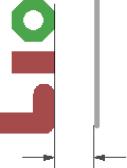
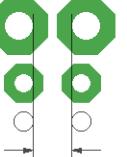
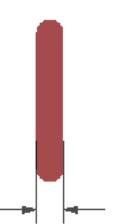
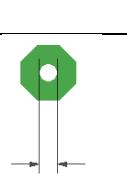
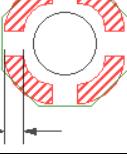
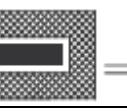
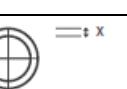
Distancia entre señales eléctricas y bordes de delimitación de la placa		1.2016
Distancia entre señales eléctricas y agujeros de taladrado		0.2032
Ancho de pistas		0.254
		0.8
Diámetro mínimo de taladro metalizado		0.6096
Aislamiento térmico		0.254
Pared mínima de la corona		0.22
Separación mínima entre máscara y pad de cobre		0.15
Grueso mínimo marcaje de componentes		0.2
Tolerancia del fresado		0.15
Tolerancia diámetro metalizado		0.1
Tolerancia diámetro NO metalizado		0.05

Tabla 1. Reglas de diseño.

---

### 1.3. Diseño final de la PCB

Por último, en las siguientes figuras (figura 2 hasta figura 7), se muestra el diseño capa por capa y en conjunto de la PCB a fabricar. Se omite del conjunto de imágenes la cara TOP de la PCB porque no hay pistas ruteadas en esa cara, con lo cual no aporta información relevante al lector.

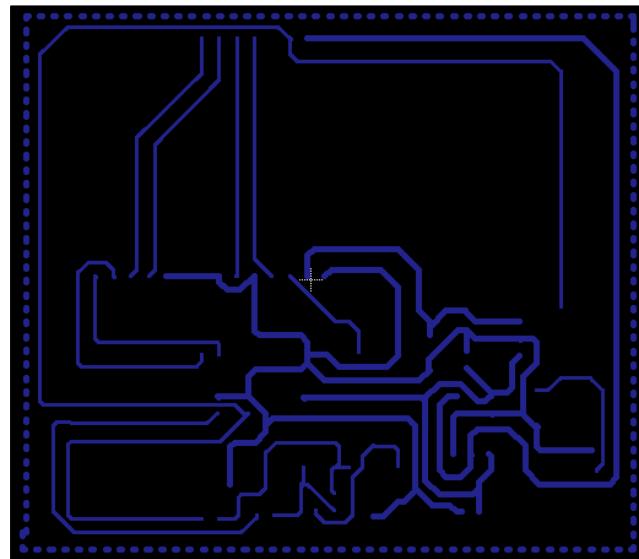


Figura 2. Cara Bottom.

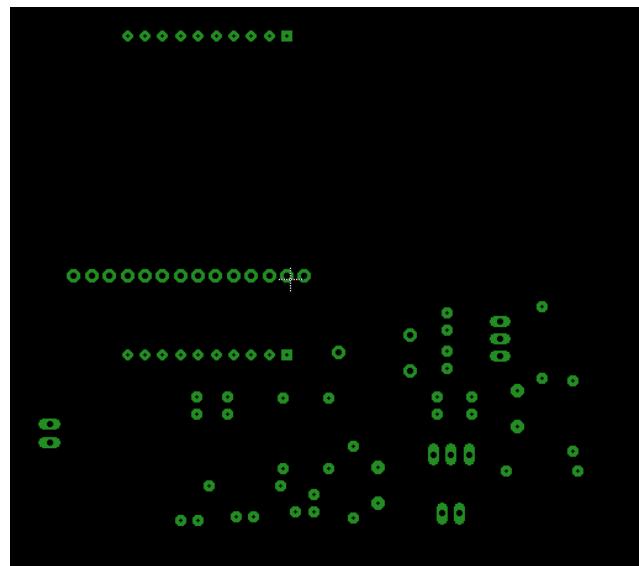


Figura 3. Posición de los PADs.

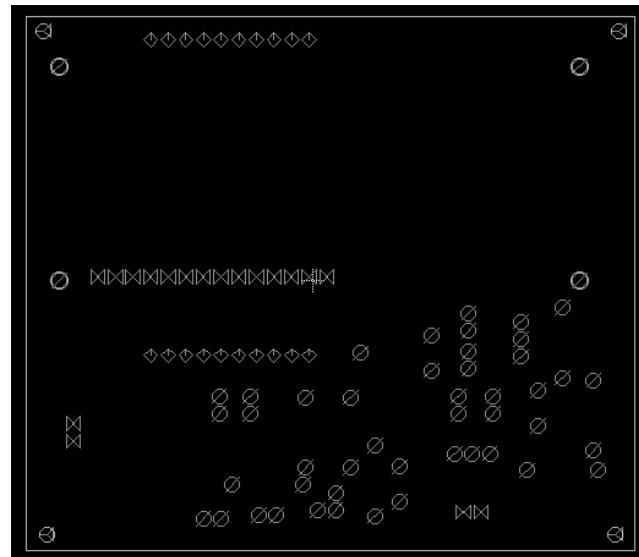


Figura 4. Dimensión de la placa y posición de los taladros.

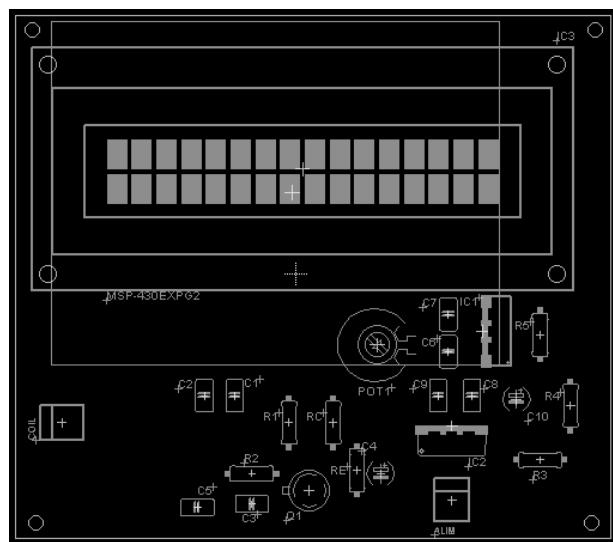


Figura 5. Disposición de componentes.

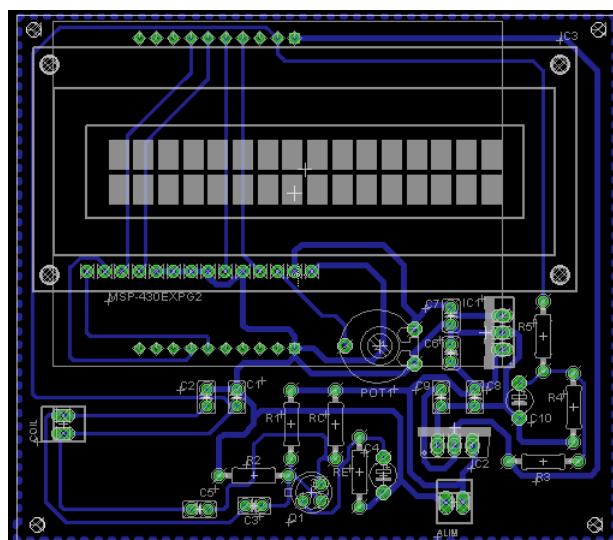


Figura 6. Vista en conjunto de la PCB.

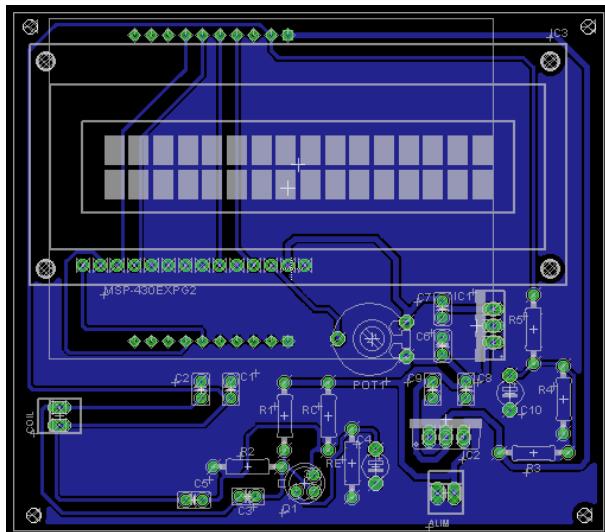


Figura 7. Vista en conjunto de la PCB con plano de masa.

## Bibliografía

[R1] Casas, Roberto y Lopez, José María. *Clases de dificultad*. [Material gráfico proyectable]. 1a ed. Departamento de Ingeniería Electrónica y Comunicaciones Universidad de Zaragoza (ESPAÑA) [Sin Fecha]. 1 diapositiva.

[R2] Casas, Roberto y Lopez, José María. *Fundamentos para el diseño de sistemas electrónicos*. [Material gráfico proyectable]. 1a ed. Departamento de Ingeniería Electrónica y Comunicaciones Universidad de Zaragoza (ESPAÑA) [Sin Fecha]. 20 diapositivas.

[R3] Mediano, Arturo. *Esquemas y PCBs. Breve introducción*. [Material gráfico proyectable]. 1a ed. Departamento de Ingeniería Electrónica y Comunicaciones Universidad de Zaragoza (ESPAÑA) [Sin Fecha]. 31 diapositivas.



# Trabajo Fin de Grado

Título del trabajo:  
Anexo 6. Programación del microcontrolador

English tittle:  
Annex 6. Programation of the microcontroller

Autor/es

Abel Camarena Viñuales

Director/es

José Ignacio Artigas Maestre

Escuela de Ingeniería y Arquitectura

Año

2017

# **Tabla de contenidos:**

Introducción.....	1
1. Programación individual de cada módulo .....	2
1.1. Módulo de reloj .....	2
1.1.1. DCO control register (DCOCTL):.....	4
1.1.2 Basic Clock System Control 1 (BCSCTL1):.....	4
1.1.3. Basic Clock System Control 2 (BCSCTL2):.....	4
1.1.4. Basic Clock System Control 3 (BCSCTL3):.....	5
1.1.5. Interrupt Enable Register (IE1) & Interrupt Flag Register (IFG1):.....	5
1.2. Módulo comparador .....	6
1.2.1. Comparator_A+ control register 1 (CACTL1):.....	6
1.2.2. Comparator_A+ control register 2 (CACTL2):.....	7
1.2.3. Comparator_A+ port disable register (CAPD):.....	7
1.3. Módulo de puertos E / S .....	8
1.3.1. Port1 Input (P1IN):.....	8
1.3.2. Port1 Output (P1OUT): .....	8
1.3.3. Port1 Direction (P1DIR): .....	8
1.3.4. Port1 Interrupt Flag (P1IFG):.....	8
1.3.5. Port1 Interrupt Edge Select (P1IES):.....	9
1.3.6. Port1 Interrupt Enable (P1IE):.....	9
1.3.7. Port1 Port Select (P1SEL):.....	9
1.3.8. Port1 Resistor Enable (P1REN): .....	9
1.4. Módulo de Timer.....	10
1.4.1. Timer A Register (TAR): .....	11
1.4.2. Timer A Control Register (TACTL): .....	11
1.4.3. Timer A Capture Compare Register 0 (TACCR0):.....	12
2. Gestión de interrupciones .....	13
3. Programa principal .....	14
4. Diagramas de flujo.....	15
5. Código en C del microcontrolador .....	23
Bibliografía.....	31

# Introducción

El objetivo del presente anexo, “Programación del microcontrolador”, es describir los diferentes módulos<sup>[R3]</sup> del microcontrolador usado para procesar la información del sistema y detallar el funcionamiento del código implementado para que el microcontrolador pueda desarrollar su cometido, es decir, analizar la onda de entrada del circuito oscilador y monitorizar permanentemente la información del metal detectado.

# 1. Programación individual de cada módulo

---

## 1.1. Módulo de reloj

Este módulo es el encargado de definir la frecuencia a la cual trabaja el dispositivo microcontrolador y los diferentes subsistemas que dependen de la señal de reloj de este. En el caso del microcontrolador MSP430G2211, se pueden encontrar las siguientes fuentes de reloj:

- **LFXT1CLK:** Esta fuente es utilizada para conectar una señal de reloj de un cristal externo de baja (32768 Hz) o alta (hasta 16Mhz) frecuencia, resonadores o fuentes externas de reloj.
- **XT2CLK:** Es la fuente utilizada para trabajar en alta frecuencia, utilizando cristales externos de alta frecuencia, resonadores o fuentes de reloj externas.
- **DCLOCK:** Esta fuente funciona mediante un oscilador interno del propio microcontrolador.
- **VLOCLK:** Esta fuente también funciona mediante un oscilador interno de baja frecuencia (en torno a 12kHz).

Estas fuentes de reloj se encargan de alimentar a las diferentes señales de reloj presentes en el sistema:

- **ACLK:** Auxiliary clock. Se configura mediante software, pudiéndose utilizar las fuentes de reloj LFXT1CLK o VLOCLK y pudiéndose dividir dicha frecuencia por 1,2,4 u 8. Puede ser utilizada por diversos periféricos del microcontrolador.
- **MCLK:** Master clock. Se configura mediante software, pudiéndose utilizar las fuentes de reloj LFXT1CLK, VLOCLK, XT2CLK o DCLOCK y pudiéndose dividir dicha frecuencia por 1,2,4 u 8. Puede ser utilizada como frecuencia de funcionamiento de la CPU del sistema.

- SMCLK: Secondary Master clock. Se configura mediante software, pudiéndose utilizar las fuentes de reloj LFXT1CLK, VLOCLK, XT2CLK o DCLOCK y pudiéndose dividir dicha frecuencia por 1,2,4 u 8. Puede ser utilizada por diversos periféricos del microcontrolador.

Se puede observar todo lo explicado en el diagrama del módulo de reloj, representado en la figura 1<sup>[R3]</sup>.

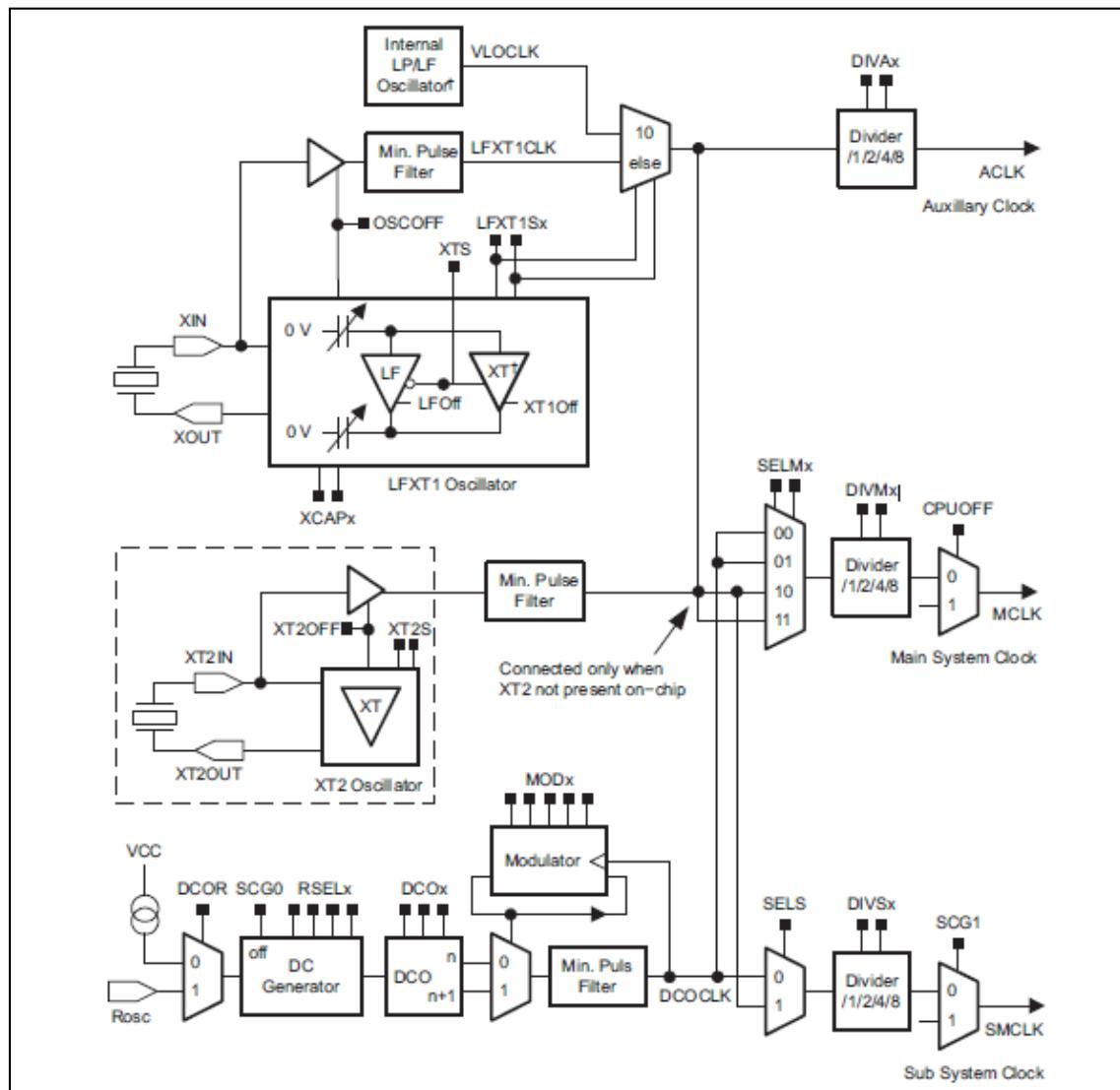


Figura 1. Diagrama del módulo de reloj.

El módulo de reloj consta de cuatro registros y dos bits en dos registros generales, que se configuran como se explica a continuación:

### **1.1.1. DCO control register (DCOCTL):**

Los bits de este registro, mostrado en la figura 2<sup>[R3]</sup>, junto con los bits RSEL del registro BCSCTL1, se utilizan para configurar la frecuencia de la fuente de reloj DCOCLK, utilizada posteriormente para la CPU del sistema. Se configura mediante directivas predefinidas a 1Mhz.

7	6	5	4	3	2	1	0
DCOx				MODx			
rw-0	rw-1	rw-1	rw-0	rw-0	rw-0	rw-0	rw-0

Figura 2. Registro DCOCTL.

### **1.1.2 Basic Clock System Control 1 (BCSCTL1):**

Los bits RSEL de este registro, mostrado en la figura 3<sup>[R3]</sup>, junto con los bits del registro DCOCTL, se utilizan para configurar la frecuencia de la señal de reloj DCOCLK, utilizada posteriormente para la CPU del sistema. El resto de bits se utilizan para indicar si la fuente de reloj LFXT1CLK trabaja en alta/baja frecuencia, si se habilita o no XT2CLK y el divisor para la frecuencia del ACLK. Se configura mediante directivas predefinidas a 1Mhz.

7	6	5	4	3	2	1	0
XT2OFF				DIVAx			
rw-(1)	rw-(0)	rw-(0)	rw-(0)	rw-0	rw-1	rw-1	rw-1

Figura 3. Registro BCSCTL1.

### **1.1.3. Basic Clock System Control 2 (BCSCTL2):**

Los bits de este registro, mostrado en la figura 4<sup>[R3]</sup>, se utilizan para asignar las fuentes de reloj y sus divisiones a las señales de reloj MCLK y SMCLK.

7	6	5	4	3	2	1	0
SELMx				DIVMx			
rw-0	rw-0	rw-0	rw-0	rw-0	rw-0	rw-0	rw-0

Figura 4. Registro BCSCTL2.

#### **1.1.4. Basic Clock System Control 3 (BCSCTL3):**

Los bits de este registro, mostrado en la figura 5<sup>[R3]</sup>, se utilizan para configurar las frecuencias de las fuentes de reloj LFXT1CLK y XT2CLK. No se configura en este caso.

7	6	5	4	3	2	1	0
XT2Sx		LFXT1Sx		XCAPx		XT2OF	LFXT1OF
rw-0	rw-0	rw-0	rw-0	rw-0	rw-1	r0	r-(1)

Figura 5. Registro BCSCTL3.

#### **1.1.5. Interrupt Enable Register (IE1) & Interrupt Flag Register (IFG1):**

Además de configurar los registros del módulo de reloj, se deshabilitan las interrupciones de este módulo y se borran las interrupciones pendientes en los bits correspondientes a los registros de interrupciones generales del sistema, tal y como muestra la figura 6<sup>[R3]</sup>.

7	6	5	4	3	2	1	0
						OFIE	
						rw-0	

7	6	5	4	3	2	1	0
						OFIFG	
						rw-1	

Figura 6. Registros IE1 y IFG1.

Así pues, la programación del módulo de reloj dentro del código del programa sería la siguiente:

```
DCOCTL = CALDCO_1MHZ; // Calibración del DCOCTL a 1Mhz mediante sentencia predefinida.  
BCSCTL1 = CALBC1_1MHZ; // Calibración del BCSCTL1 a 1Mhz mediante sentencia predefinida y  
división por 1 de la fuente de reloj del ACLK.  
BCSCTL2 = 0b00000000; // El MCLK proviene del DCOCLK y se divide por 1. El SMCLK proviene  
del DCOCLK y se divide por 1.  
BIT_CLEAR(IE1,1); // Deshabilitación de interrupciones.  
BIT_CLEAR(IFG1,1); // Eliminación de interrupciones pendientes.
```

## 1.2. Módulo comparador

Este módulo se va a utilizar para leer la señal sinusoidal de salida del circuito oscilador a través del pin 0 del puerto 1 de E/S del microcontrolador y compararla con un nivel de referencia para, cada vez que aparezca un flanco positivo en esa señal, es decir, cada vez que la señal del oscilador sea mayor que el nivel de referencia, se genere una interrupción en el sistema.

Se puede observar en la figura 7<sup>[R3]</sup> el diagrama del módulo del comparador A.

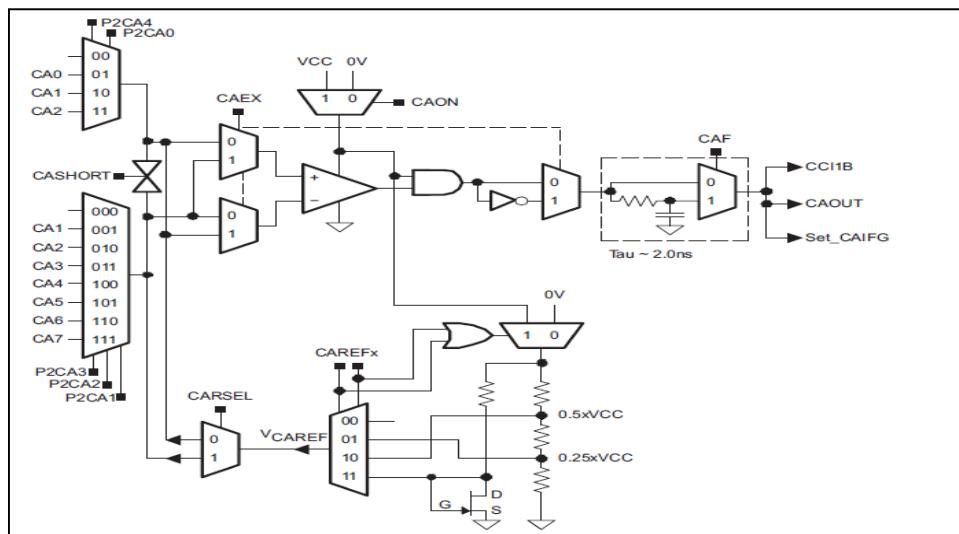


Figura 7. Diagrama del comparador A.

El módulo del comparador consta de tres registros, que se configuran como se explica a continuación:

### 1.2.1. Comparator A+ control register 1 (CACTL1):

Este registro, mostrado en la figura 8<sup>[R3]</sup>, se utiliza para seleccionar si se desea o no invertir las entradas, el valor de la referencia del comparador y el pin (+ o -) del comparador al que se aplica. Además, permite gestionar la habilitación de interrupciones según el flanco de la señal de entrada deseado, el borrado de interrupciones pendientes y el control ON/OFF del comparador.

7	6	5	4	3	2	1	0
CAEX	CARSEL	CAREFx	CAON	CAIES	CAIE	CAIFG	
rw-(0)							

Figura 8. Registro CACTL1.

### **1.2.2. Comparator A+ control register 2 (CACTL2):**

Este registro, mostrado en la figura 9<sup>[R3]</sup>, se utiliza para seleccionar los pines del puerto 1 donde se sitúan las señales de entrada hacia el comparador. Además, permite filtrar la señal de salida de este y leer su valor.

7	6	5	4	3	2	1	0
CASHORT	P2CA4	P2CA3	P2CA2	P2CA1	P2CA0	CAF	CAOUT
rw-(0)	rw-(0)	rw-(0)	rw-(0)	rw-(0)	rw-(0)	rw-(0)	r-(0)

Figura 9. Registro CACTL2.

### **1.2.3. Comparator A+ port disable register (CAPD):**

Este registro, mostrado en la figura 10<sup>[R3]</sup>, permite activar o desactivar los buffers de entrada asociados a cada pin del puerto 1, para poder utilizar dicho pin como entrada analógica del comparador.

7	6	5	4	3	2	1	0
CAPD7	CAPD6	CAPD5	CAPD4	CAPD3	CAPD2	CAPD1	CAPD0
rw-(0)							

Figura 10. Registro CAPD.

Así pues, la programación del módulo del comparador dentro del código del programa sería la siguiente:

```

CAPD    = 0b00000001;      // Sólo se utiliza CA0 para la señal del oscilador.
CACTL1 = 0b01100010;      // Sin inversión de entradas.
                           // Vref aplicado al terminal negativo del comparador.
                           // La referencia es la mitad de Vcc, es decir, 3.3/2=1.65V.
                           // Comparador apagado --> se enciende en el main.
                           // Interrupciones deshabilitadas.
                           // Sin interrupciones pendientes.
CACTL2 = 0b00000110;      // V+ (Voscilador) en P1.0 (CA0).
                           // V- es una señal interna. Salida filtrada.

```

---

## 1.3. Módulo de puertos E/S

Este módulo se va a utilizar para configurar los pines de los puertos 1 y 2 del microcontrolador según la función que luego vayan a desempeñar dentro del sistema; por ejemplo, de Entrada/Salida, de entrada de una señal analógica, etc.

La configuración de puertos<sup>[R2]</sup> consta de ocho registros de 8 bits cada uno, que se configuran como se explica a continuación. La configuración de cada registro se exemplifica para el puerto 1, aunque es idéntica a la del puerto 2.

### **1.3.1. Port1 Input (P1IN):**

Cada bit de este registro refleja el estado (alto (1) o bajo (0)) lógico de la señal de entrada en el correspondiente pin del puerto 1 cuando ese pin está configurado como pin de entrada/salida.

### **1.3.2. Port1 Output (P1OUT):**

Cada bit de este registro refleja el estado (alto (1) o bajo (0)) lógico a aplicar en la salida en el correspondiente pin del puerto 1 cuando ese pin está configurado como pin de salida y su resistencia asociada está deshabilitada. En caso contrario, indicaría si la resistencia del pin es de tipo pull-up o pull-down.

### **1.3.3. Port1 Direction (P1DIR):**

Cada bit de este registro refleja la dirección (salida (1) o entrada (0)) del correspondiente pin del puerto 1, independientemente de la función que dicho pin ejecute (E/S, entrada analógica, etc).

### **1.3.4. Port1 Interrupt Flag (P1IFG):**

Cada bit de este registro refleja si hay (1) o no (0) interrupciones pendientes de atender sobre el correspondiente pin del puerto 1. Estos bits se setean cuando la señal

de entrada al pin correspondiente se encuentra en el flanco definido en el registro P1IES y las interrupciones del pin están activas en el registro P1IE.

#### **1.3.5. Port1 Interrupt Edge Select (P1IES):**

Cada bit de este registro selecciona el flanco de la señal de entrada del correspondiente pin en el cual se generan las interrupciones asociadas. Pueden generarse en el flanco de subida (0) o de bajada (1).

#### **1.3.6. Port1 Interrupt Enable (P1IE):**

Cada bit de este registro activa (1) o desactiva (0) las interrupciones asociadas al correspondiente pin del puerto 1.

#### **1.3.7. Port1 Port Select (P1SEL):**

Cada bit de este registro selecciona la función que realizará el correspondiente pin del puerto 1. Puede ser un pin de E/S (0) o de función periférica (1 → entrada al comparador).

#### **1.3.8. Port1 Resistor Enable (P1REN):**

Cada bit de este registro habilita (1) o deshabilita (0) las resistencias pull-up / pull-down asociadas al correspondiente pin del puerto 1.

Así pues, la programación del módulo de E/S dentro del código del programa sería la siguiente:

```
P1DIR = 0b11111100;           // P1.2,P1.3,P1.4,P1.5,P1.6,P1.7 funcionan como salidas hacia la LCD.  
                                P1.0 funciona como entrada al comparador.
```

```
P1SEL = 0b00000000;           // Puerto 1 funciona como E/S (pines 7-2) y como comparador (pin 0)
                                // simultáneamente.

P1REN = 0b00000000;           // Deshabilitación de resistencia Pull-up/Pull-down.

P1OUT = 0b00000000;           // Inicialización de las salidas a 0.

P1IES = 0b00000000;           // Interrupciones en el flanco de subida.

P1IE = 0b00000000;            // Deshabilitacion de interrupciones.

P1IFG = 0b00000000;           // Borrado interrupciones pendientes.
```

//-----//

```
P2SEL = 0b11000000;           // Puerto 2 configurado para el cristal externo de 32kHz.

P2DIR = 0b10000000;           // XIN como entrada y XOUT como salida.

P2REN = 0b00111111;           // Deshabilitación de resistencias Pull-up/Pull-down.

P2OUT = 0b00000000;           // Inicialización de las salidas a 0.

P2IES = 0b00000000;           // Interrupciones en el flanco de subida.

P2IE = 0b00000000;            // Deshabilitacion de interrupciones.

P2IFG = 0b00000000;           // Borrado de interrupciones pendientes.
```

---

## 1.4. Módulo de Timer

Por último, el módulo de Timer tiene como objetivo, ayudándose del módulo de reloj del sistema, detectar el paso de 1 segundo real. Esto se consigue contando el número de ciclos de la señal de reloj y multiplicando esa cifra por su frecuencia. Este módulo dispone además de tres registros de captura/comparación de señales, los cuales no se van a programar para el propósito del TFG.

El diagrama del módulo timer puede observarse en la figura 11<sup>[R3]</sup>.

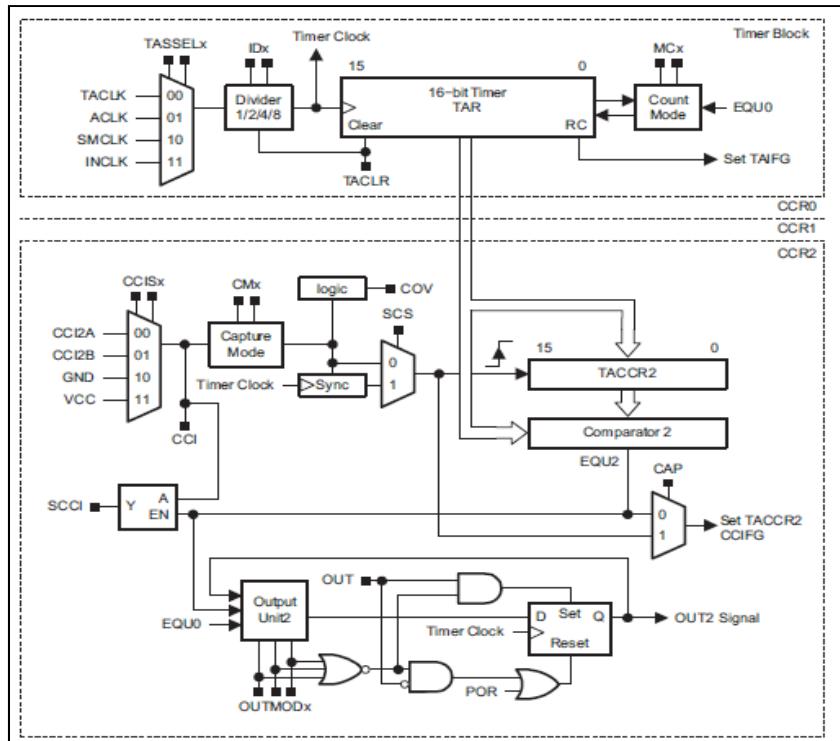


Figura 11. Diagrama del módulo Timer A.

La configuración del Timer A consta de tres registros de 16 bits cada uno, que se configuran como se explica a continuación.

#### 1.4.1. Timer A Register (TAR):

Este registro se encarga del conteo del Timer A. Cada ciclo de la señal de reloj se incrementa en una unidad. Puede ser tanto inicializado como reseteado por software.

#### 1.4.2. Timer A Control Register (TACTL):

Este registro, mostrado en la figura 12<sup>[R3]</sup>, tiene por objetivo configurar el funcionamiento del Timer A. En él se especifica la señal de reloj utilizada como referencia en el conteo, así como su posible división. También se indica el modo de conteo (en este caso se usa el modo “up”, según el cual el Timer cuenta desde 0 hasta el valor del registro TACCR0 y cuando llega a ese valor se reinicia, generando una interrupción). Por último, cuenta con un bit de habilitación de interrupciones y otro de borrado de interrupciones pendientes.

15	14	13	12	11	10	9	8
Unused						TASSELx	
rw-(0)	rw-(0)						
7	6	5	4	3	2	1	0
IDx		MCx		Unused		TACLR	TAIE
rw-(0)	rw-(0)						

Figura 12. Registro TACTL.

#### **1.4.3. Timer A Capture Compare Register 0 (TACCR0):**

En este registro se indica el valor hasta el cual tiene que contar el Timer A en modo “up”. Cuando el Timer alcanza este valor, se resetea y genera una interrupción.

Así pues, la programación del módulo del timer A dentro del código del programa sería la siguiente:

```

TAR = 0;                                // El TAR se inicia a 0 para comenzar la cuenta.

TACTL = 0b0000001000000010; // Se usa la fuente de reloj SMCLK (que proviene del DCO de
                           // 1MHz) dividida por 1.

                           // Se empieza en MC00 (stop) y en el main se pondra a MC01
                           // (cuenta hasta TACCR0).

                           // Interrupciones habilitadas y borrado de interrupciones
                           // pendientes.

TACCR0 = 999;                            // En modo UP, el timer cuenta hasta TACCR0.

```

## 2. Gestión de interrupciones

En la configuración de alguno de los módulos individuales del microcontrolador, descrita anteriormente, se habla de habilitación o deshabilitación de interrupciones. Esencialmente se habilitan aquellas interrupciones generadas por el módulo del comparador y por el del Timer, ignorándose las del resto de módulos configurados.

Ahora bien, hay más elementos y periféricos del microcontrolador capaces de generar interrupciones, las cuales se agrupan en tres tipologías<sup>[R1]</sup>:

**Interrupciones no enmascarables:** Su principal característica es que no se pueden deshabilitar, y suelen estar asociadas a eventos tipo RESET.

**Interrupciones (no) enmascarables:** Son interrupciones que no pueden ser desactivadas por el usuario mediante el bit de habilitación global de interrupciones (GIE), pero sí que se pueden enmascarar (deshabilitar) por bits de habilitación individuales del registro de habilitación de interrupciones (IE1).

**Interrupciones enmascarables:** Son interrupciones que se pueden deshabilitar por los bits de habilitación individuales de cada interrupción o por el bit de habilitación general GIE.

Además, las diferentes interrupciones presentes en el microcontrolador tienen asignada una prioridad, siendo 30 la más alta y 0 la más baja, tal y como muestra la figura 13<sup>[R3]</sup>.

INTERRUPT SOURCE	INTERRUPT FLAG	SYSTEM INTERRUPT	WORD ADDRESS	PRIORITY
Power-Up External Reset Watchdog Timer+ Flash key violation PC out-of-range <sup>(1)</sup>	PORIFG RSTIFG WDTIFG KEYV <sup>(2)</sup>	Reset	0FFEh	31, highest
NMI Oscillator fault Flash memory access violation	NMIIFG OFIFG ACCVIFG <sup>(2)(3)</sup>	(non)-maskable (non)-maskable (non)-maskable	0FFFCh	30
			0FFFAh	29
			0FFF8h	28
Comparator_A+	CAIFG <sup>(4)(5)</sup>		0FFF6h	27
Watchdog Timer+	WDTIFG	maskable	0FFF4h	26
Timer_A2	TACCR0 CCIFG <sup>(4)</sup>	maskable	0FFF2h	25
Timer_A2	TACCR1 CCIFG, TAIFG <sup>(2)(4)</sup>	maskable	0FFF0h	24
			0FFEEh	23
			0FFECh	22
			0FFEAh	21
			0FFE8h	20
I/O Port P2 (two flags)	P2IFG.6 to P2IFG.7 <sup>(2)(4)</sup>	maskable	0FFE6h	19
I/O Port P1 (eight flags)	P1IFG.0 to P1IFG.7 <sup>(2)(4)</sup>	maskable	0FFE4h	18
			0FFE2h	17
			0FFE0h	16
See <sup>(6)</sup>			0FFDEh to 0FFC0h	15 to 0, lowest

Figura 13. Tabla de interrupciones del MSP430G2211.

En cuanto a las dos interrupciones de los módulos, se puede observar en la tabla de prioridades de las interrupciones que la generada por el Comparador tiene mayor prioridad que la del timer A, lo que se deberá tener en cuenta a la hora de programar el código del microcontrolador.

### 3. Programa principal

Una vez descrita la configuración individual de cada módulo y la gestión de interrupciones, es conveniente resumir qué funciones se desarrollan en el programa principal (main program) del microcontrolador.

Básicamente, lo que se realiza en esta sección del código es una inicialización de variables y la necesaria configuración de módulos del microcontrolador, para acabar con la inicialización de la pantalla LCD. A partir de este punto, se trabaja con el bloque de interrupciones del código programado.

## 4. Diagramas de flujo

Las siguientes figuras (figura 14 a figura 29) muestran los diagramas de flujo de las diferentes funciones implementadas en el código, así como del programa principal y de la gestión de interrupciones.

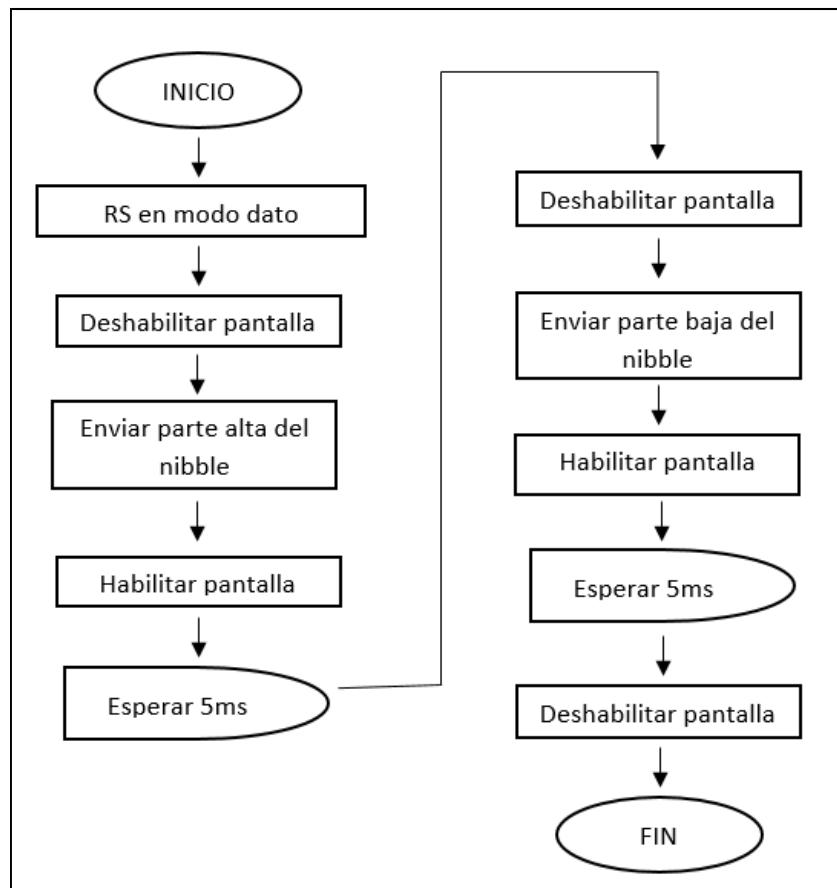


Figura 14. Diagrama de flujo de la función Envio\_Dato.

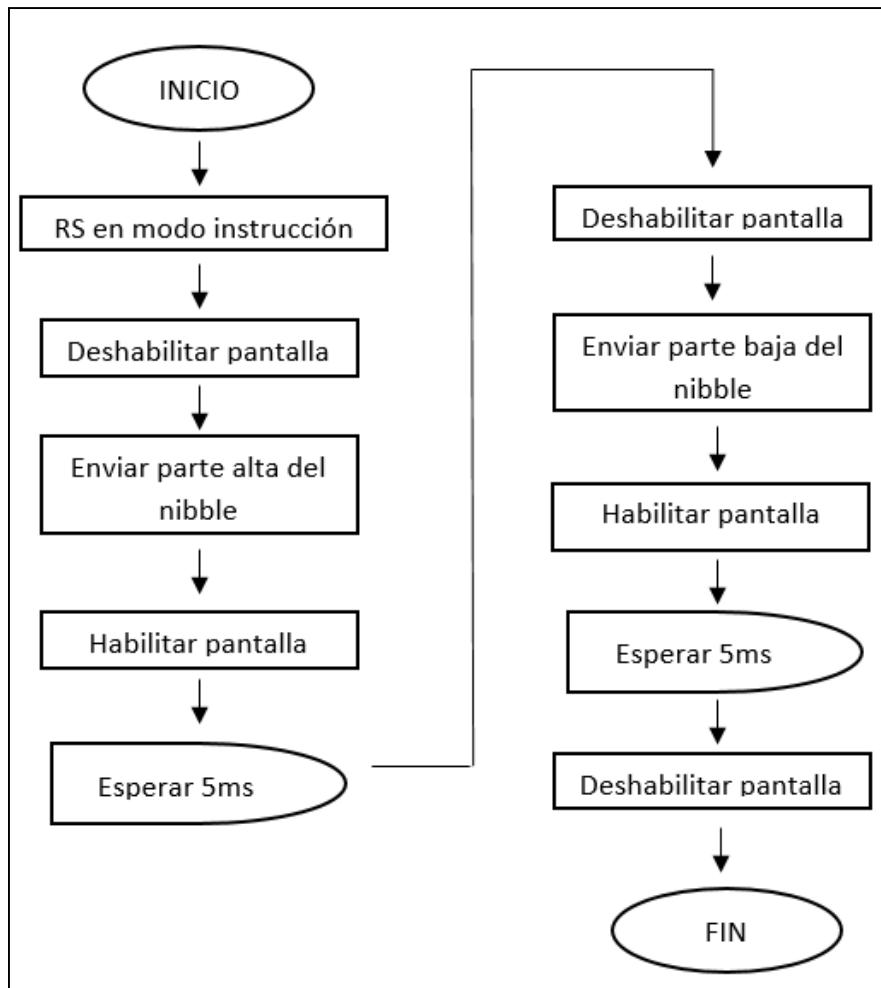


Figura 15. Diagrama de flujo de la función Envio\_Instrucion.

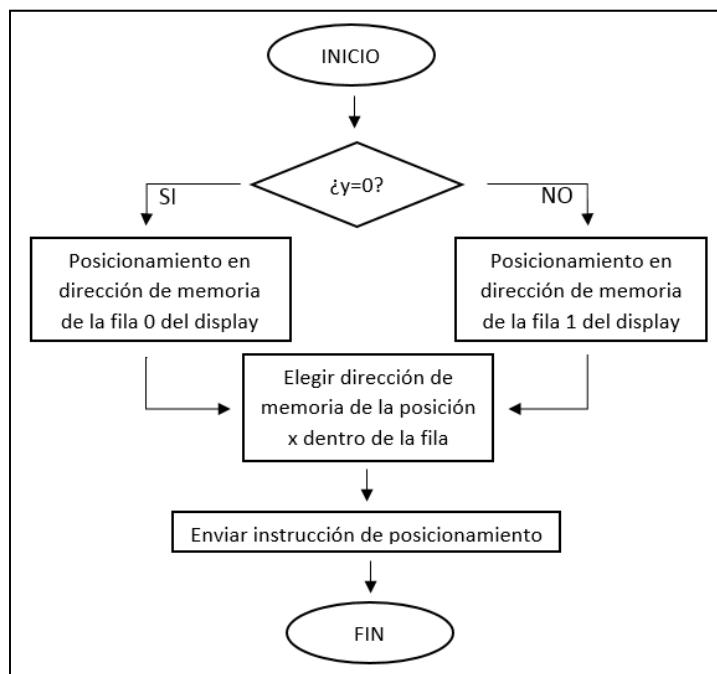


Figura 16. Diagrama de flujo de la función Mover\_XY.

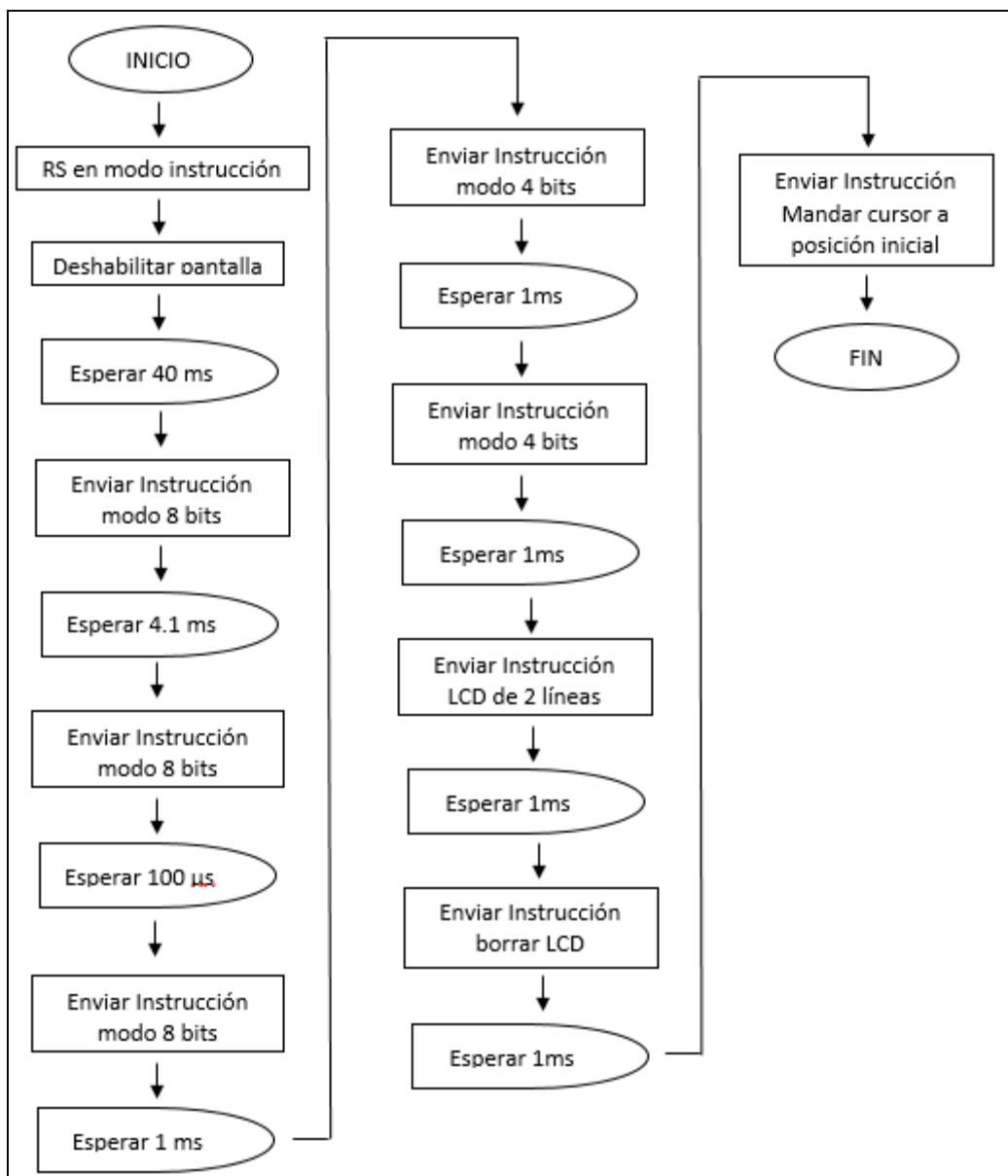


Figura 17. Diagrama de flujo de la función *Inicia\_LCD*.

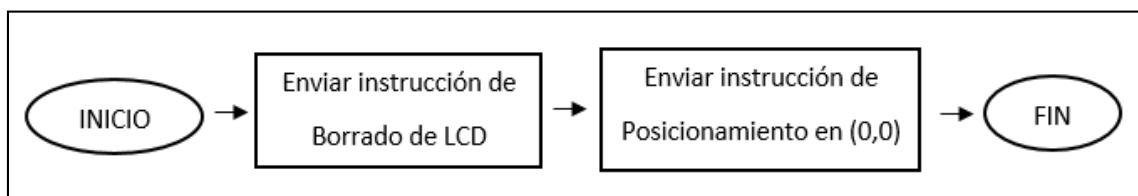


Figura 18. Diagrama de flujo de la función *Borrar\_LCD*.

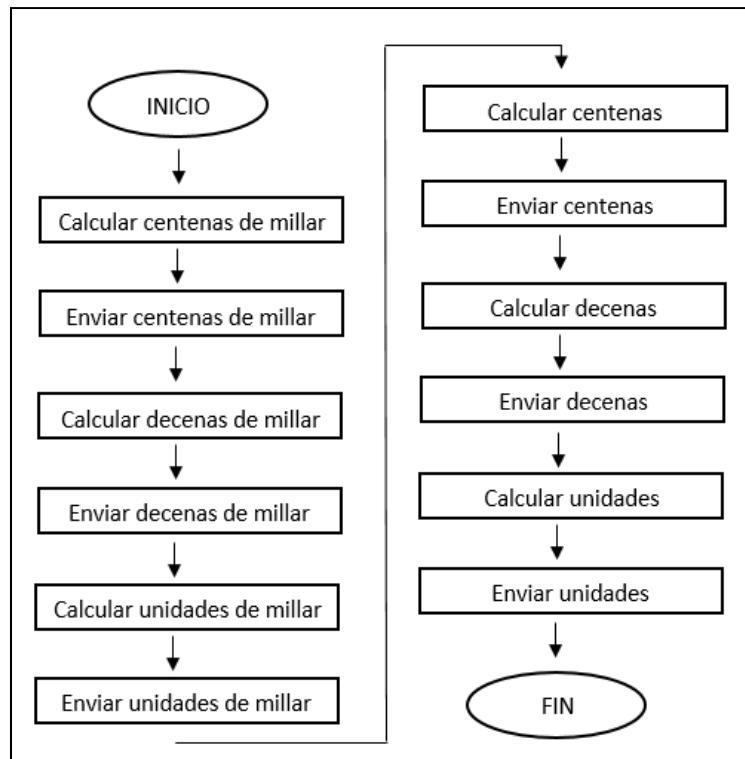


Figura 19. Diagrama de flujo de la función *Long\_To\_LCD*.

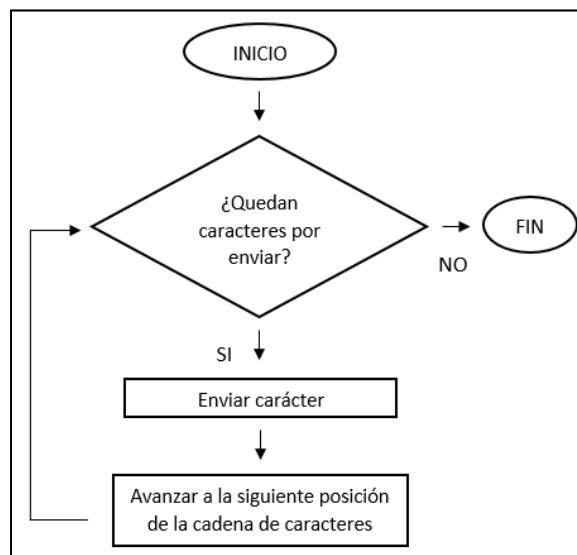


Figura 20. Diagrama de flujo de la función *Escribir\_LCD*.

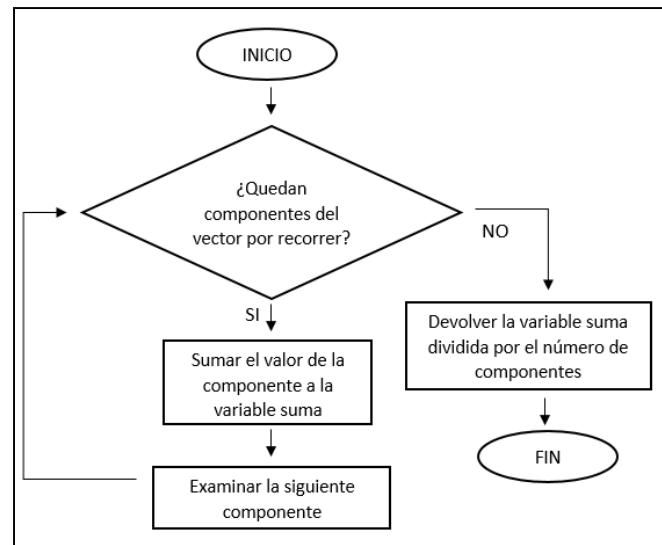


Figura 21. Diagrama de flujo de la función *Calculo\_De\_Frecuencia*.

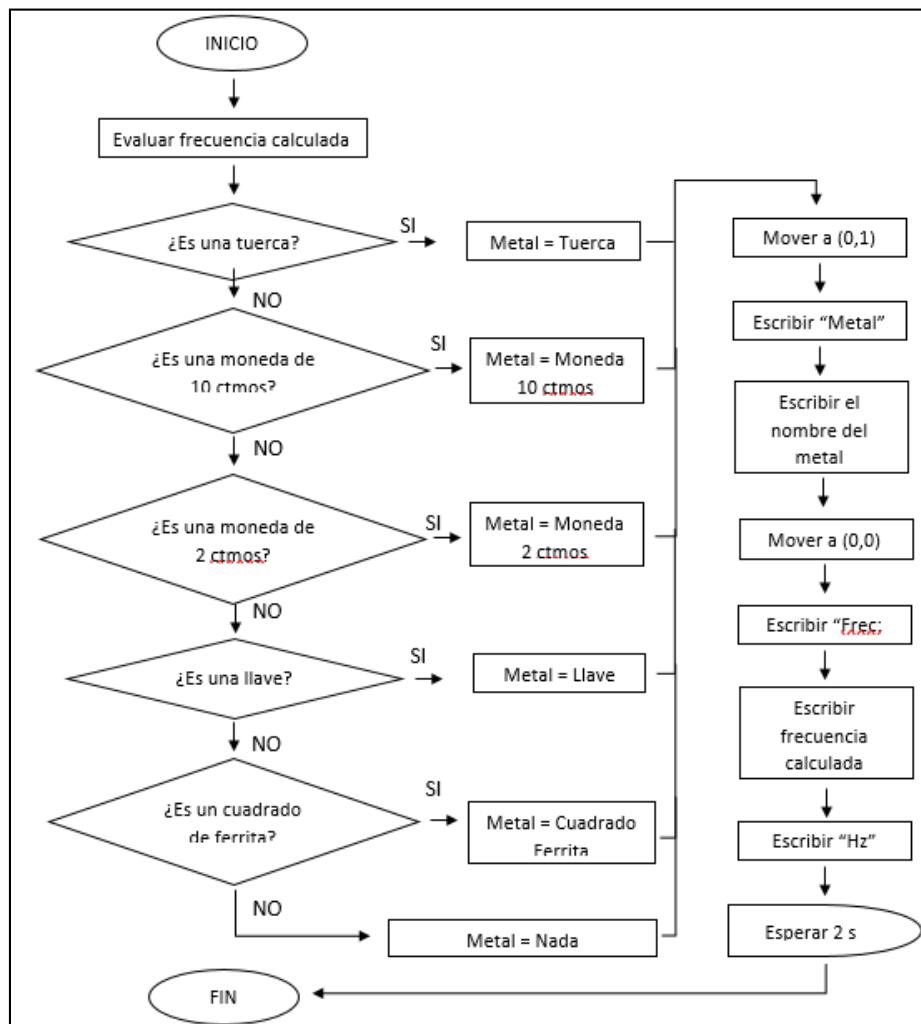


Figura 22. Diagrama de flujo de la función *Envio\_Metal*.

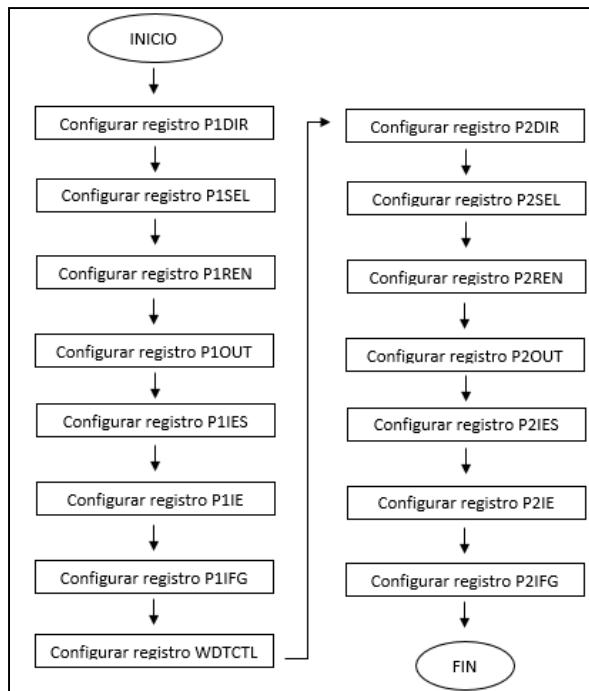


Figura 23. Diagrama de flujo de la función *Configurar\_Puertos*.

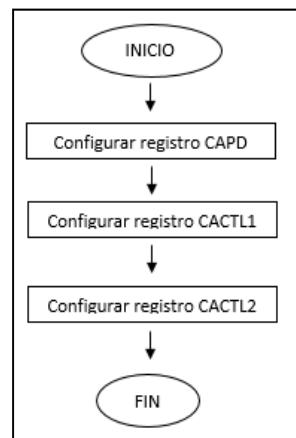


Figura 24. Diagrama de flujo de la función *Configurar\_Comparador*.

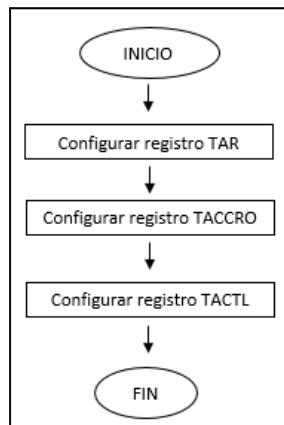


Figura 25. Diagrama de flujo de la función *Configurar\_Timer*.

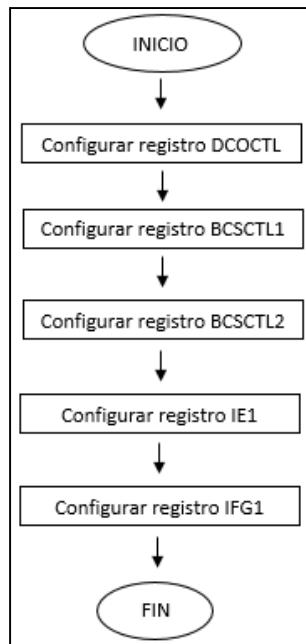


Figura 26. Diagrama de flujo de la función *Configurar\_Reloj*.

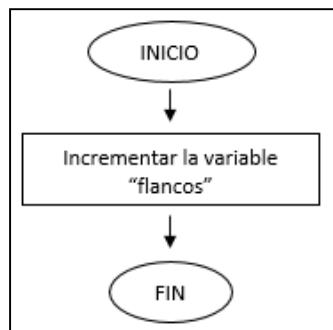


Figura 27. Diagrama de flujo de la interrupción del comparador A.

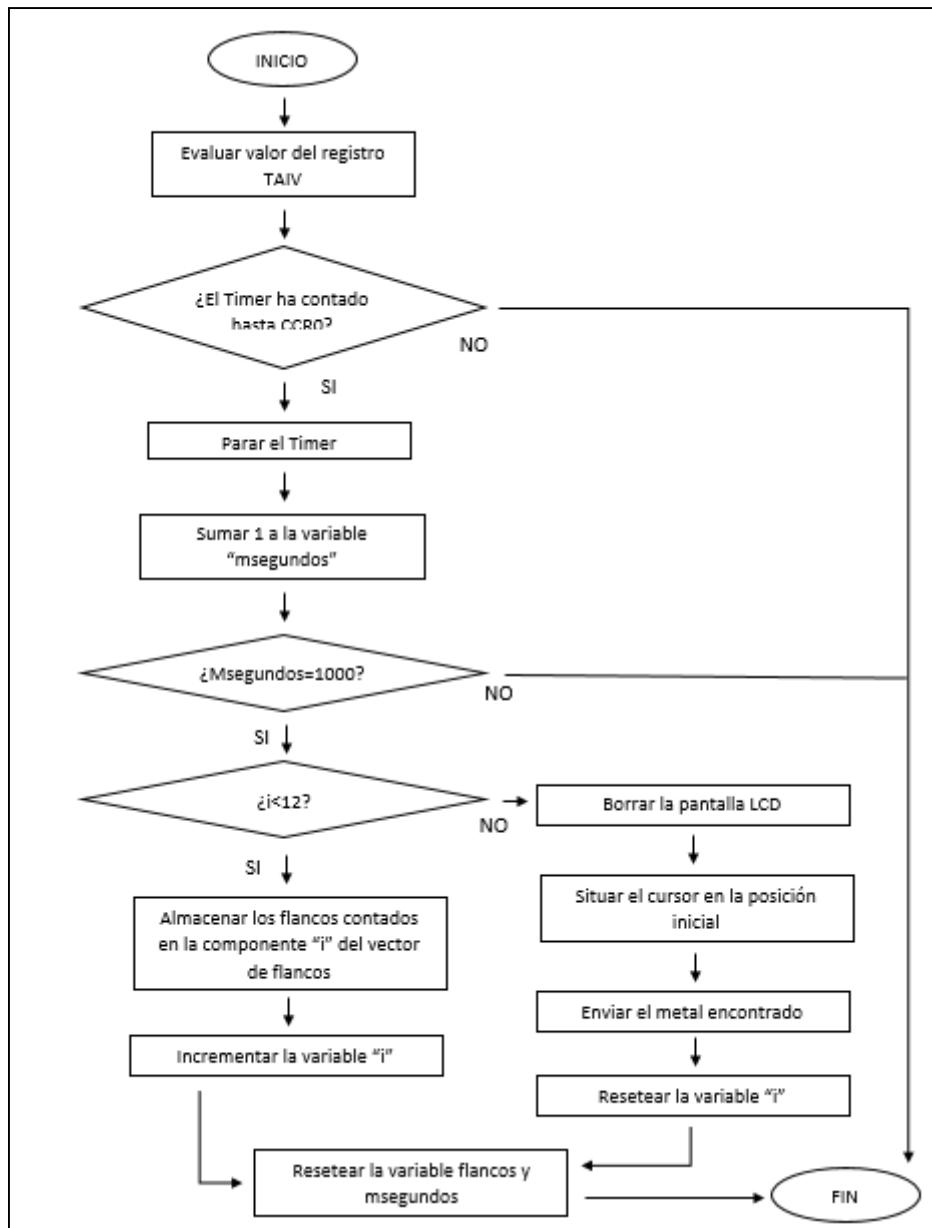


Figura 28. Diagrama de flujo de la interrupción del timer A.

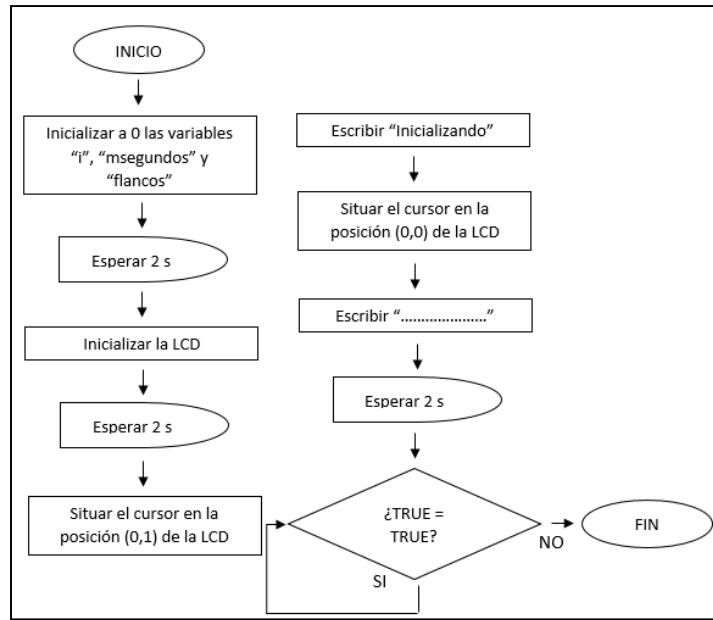


Figura 29. Diagrama de flujo del programa principal.

## 5. Código en C del microcontrolador

Como punto final a este anexo se adjunta el código, en lenguaje C, programado para el funcionamiento del dispositivo, omitiendo los comentarios realizados para su mejor entendimiento.

```

/* Includes */
#include <MSP430.h>
#include <msp430g2211.h>

/* Defines */
#define EN BIT2
#define RS BIT3
#define BIT(x) (1<<(x))
#define BIT_GET(x,b) ((x) & BIT(b))
#define BIT_SET(x,b) ((x) |= BIT(b))
#define BIT_CLEAR(x,b) ((x) &= ~BIT(b))

/* Variables globales */

unsigned long flancos;
unsigned int msegundos;
unsigned int i;

```

```

unsigned long vectorFlancos [11];

/* Funciones de comunicación con la pantalla LCD */

void Envio_Dato(unsigned char dato){

    P1OUT |=RS;
    P1OUT &=~EN;
    P1OUT &=0x0F;
    P1OUT |=(dato & 0xF0);
    P1OUT |=EN;
    __delay_cycles(5000);

    P1OUT &=~EN;
    P1OUT &=0x0F;
    P1OUT |= ((dato << 4) & 0xF0);
    P1OUT |=EN;
    __delay_cycles(5000);

    P1OUT &=~EN;
}

void Envio_Instruccion(unsigned char instruccion){

    P1OUT &= ~RS;
    P1OUT &=~EN;
    P1OUT &=0x0F;
    P1OUT |=(instruccion & 0xF0);
    P1OUT |=EN;
    __delay_cycles(5000);

    P1OUT &=~EN;
    P1OUT &=0x0F;
    P1OUT |= ((instruccion << 4) & 0xF0);
    P1OUT |=EN;
    __delay_cycles(5000);

    P1OUT &=~EN;
}

void Mover_XY(int x, int y) {

    int dir;
    if(y==0){
        dir=0x40;
    }
    else{
        dir=0x00;
    }
}

```

```
    }

    dir |= x;
    Envio_Instruccion(0x80 | dir);
}

void Inicia_LCD(void){

    __delay_cycles(40000

    P1OUT &=~RS;
    P1OUT &=~EN;

    P1OUT=0b00110000;

    __delay_cycles(1500);
    P1OUT |=EN;
    P1OUT &=~EN;
    __delay_cycles(4100);
    P1OUT |=EN;
    P1OUT &=~EN;
    __delay_cycles(1000);
    P1OUT |=EN;
    P1OUT &=~EN;
    __delay_cycles(1000);

    P1OUT=0b00100000;

    __delay_cycles(1000);
    P1OUT |=EN;
    P1OUT &=~EN;
    __delay_cycles(1000);
    P1OUT |=EN;
    P1OUT &=~EN;

    P1OUT=0b11000000;

    __delay_cycles(1000);
    P1OUT |=EN;
    P1OUT &=~EN;

    P1OUT=0b00000000;

    __delay_cycles(1000);
    P1OUT |=EN;
    P1OUT &=~EN;
```

```

P1OUT=0b11110000;

__delay_cycles(1000);
P1OUT |=EN;
P1OUT &= ~EN;
}

void Long_To_LCD(unsigned long integer){

unsigned char cen_millar,dec_millar,uds_millar,centenas,decenas,unidades;

cen_millar = integer/100000;
Envio_Dato(cen_millar+0x30);

dec_millar = integer/10000;
Envio_Dato(dec_millar+0x30);

uds_millar = (integer%10000)/1000;
Envio_Dato(uds_millar+0x30);

centenas = (integer /100) % 10;
Envio_Dato(centenas+0x30);

decenas = (integer%100)/10;
Envio_Dato(decenas+0x30);

unidades = integer%10;
Envio_Dato(unidades+0x30);
}

void Borrar_Lcd(void){

Envio_Instruccion(0x01);
Envio_Instruccion(0x02);
}

void Escribir_LCD(char *texto){

char *cadena;
cadena=texto;
while (*cadena){
    Envio_Dato(*cadena);
    cadena++;
}
}

```

```

/* Funciones de configuración del microcontrolador */

void Configurar_Puertos(void){

    WDTCTL = WDTPW + WDTHOLD;

    P1DIR = 0b11111100;
    P1SEL = 0b00000000;
    P1REN = 0b00000000;
    P1OUT = 0b00000000;
    P1IES = 0b00000000;
    P1IE = 0b00000000;
    P1IFG = 0b00000000;

    //-----//


    P2SEL = 0b11000000;
    P2DIR = 0b10000000;
    P2REN = 0b00111111;
    P2OUT = 0b00000000;
    P2IES = 0b00000000;
    P2IE = 0b00000000;
    P2IFG = 0b00000000;
}

void Configurar_Comparador (void){

    CAPD = 0b00000001;
    CACTL1 = 0b01100010;
    CACTL2 = 0b00000110;
}

void Configurar_Reloj (void){

    DCOCTL = CALDCO_1MHZ;
    BCSCTL1 = CALBC1_1MHZ;
    BCSCTL2 = 0b00000000;
    BIT_CLEAR(IE1,1);
    BIT_CLEAR(IFG1,1);
}

void Configurar_Timer (void){

    TAR = 0;
    TACTL = 0b0000001000000010;
    TACCR0 = 999;
}

```

```

/* Funciones de cálculo de frecuencia */

unsigned long Calculo_De_Frecuencia(unsigned long Vector_frecuencias[]){

    unsigned long suma=0;
    unsigned int aux=1;

    for(aux=1;aux<11;aux++){
        suma=suma+Vector_frecuencias[aux];
    }
    return suma/10;
}

void Envio_Metal(unsigned long frecuencia){

    char *metal;

    if((15158<frecuencia)&&(15164>frecuencia)){
        metal="Tuerca";
    }
    else if((15187<frecuencia)&&(15169>frecuencia)){
        metal="MonedaDiez";
    }
    else if((15047<frecuencia)&&(15141>frecuencia)){
        metal="Ferrita3c92";
    }
    else if((15194<frecuencia)&&(15231>frecuencia)){
        metal="LLave";
    }
    else if((15170<frecuencia)&&(15183>frecuencia)){
        metal="MonedaDos";
    }
    else if((15177>frecuencia)&&(15154<frecuencia)){
        metal="CuadradoFerrita";
    }
    else {
        metal="Nada";
    }
    Mover_XY(0,1);
    Escribir_LCD("Metal :");
    Escribir_LCD(metal);
    Mover_XY(0,0);
    Escribir_LCD("Frec. :");
    Long_To_LCD(frecuencia);
    Escribir_LCD("Hz");
    __delay_cycles(2000000);
}

```

```

/* Programa principal */

int main(void) {

    /* Inicialización de variables */
    msegundos=0;
    flancos=0;
    i=0;

    /* Configuración de periféricos */
    Configurar_Puertos();
    Configurar_Comparador();
    Configurar_Timer();
    Configurar_Reloj();

    /* Inicialización de pantalla LCD 16x2 */
    __delay_cycles(2000000);
    Inicia_LCD();
    __delay_cycles(2000000);
    Mover_XY(0,1);
    Escribir_LCD("Probando LCD 5V");
    Mover_XY(0,0);
    Escribir_LCD("Con uC a 3V3");
    __delay_cycles(2000000);

    while(1){
    }
}

/*      BLOQUE DE INTERRUPCIONES      */

//Timer_A1 TACCR0 Interrupt Vector Handler Routine

#pragma vector=COMPARATORA_VECTOR
__interrupt void Comparator(void)
{
    flancos++;
}

#pragma vector=TIMERO_A1_VECTOR
__interrupt void Timer1_A0(void)
{

    switch ( TAIV ) {

        case 0x02:
            break;
    }
}

```

```

case 0x0A:

    BIT_CLEAR(TACTL,4);
    msegundos++;
    if(msegundos==1000){

        if(i<12){
            vectorFlancos[i]=flancos;
            i++;
        }else{
            Borrar_Lcd();
            Mover_XY(0,1);
            Long_To_LCD(Calculo_De_Frecuencia(vectorFlancos));
            i=0;
        }

        flancos=0;
        msegundos=0;
    }

    BIT_SET(TACTL,4);

    break;

default:    // Nada.

    break;
}
}

```

# Bibliografía

<sup>[R1]</sup> J.G.G, 2013. MSP430: INTERRUPCIONES EN EL MSP430. *MSP430* [en línea]. Disponible en: <http://microcontroladormsp430.blogspot.com.es/2013/06/interrupciones-en-el-msp430.html>.

<sup>[R2]</sup> msp430g2211.pdf. [en línea], [sin fecha]. [Consulta: 14 junio 2017]. Disponible en: <http://www.ti.com/lit/ug/slau144j/slau144j.pdf>.

<sup>[R3]</sup> slau144j.pdf. [en línea], [sin fecha]. [Consulta: 14 junio 2017]. Disponible en: <http://www.ti.com/lit/ug/slau144j/slau144j.pdf>.



# Trabajo Fin de Grado

Título del trabajo:  
Anexo 7. Hojas de datos de componentes

English tittle:  
Annex 7. Component datasheets

Autor/es  
Abel Camarena Viñuales

Director/es  
José Ignacio Artigas Maestre

Escuela de Ingeniería y Arquitectura

Año  
2017

## **Tabla de contenidos:**

Introducción.....	1
1. Hojas de características .....	2
1.1. Pantalla LCD .....	2
1.2. Regulador de 5V .....	4
1.3. Regulador de 3.3V .....	5
1.4. Transistor NPN.....	6
1.5. Alimentación de 9V.....	7
1.6. Microcontrolador.....	7
Bibliografía.....	10

# Introducción

El objetivo del presente anexo, “Hojas de datos de componentes”, es dar a conocer al lector las principales características y parámetros de los componentes usados a la hora de elaborar el circuito de detección de metales.

A lo largo de su contenido van a ir apareciendo fragmentos de diversas hojas de características, denominadas datasheets, de los componentes utilizados, donde se recogen sus parámetros más importantes. Todos los fragmentos están debidamente relacionados a su fuente bibliográfica, donde el lector podrá consultar al completo el datasheet si así lo desease.

# 1. Hojas de características

## 1.1. Pantalla LCD

[R2]

**SPECIFICATIONS FOR LIQUID CRYSTAL DISPLAY MODULE**  
**MODEL NO: DVF 16244S1FBLY/R**

**2.3 IC Absolute Maximum Ratings (Without LED back-light)**

Characteristics	Symbol	Value
Power Supply Voltage	V <sub>CC</sub>	-0.3 to +7.0
LCD Driver Voltage	V <sub>LCD</sub>	-0.3V to +13.0V
Input Voltage	V <sub>IN</sub>	-0.3V to V <sub>CC</sub> +0.3
Operating Temperature	T <sub>A</sub>	-20°C to + 60°C
Storage Temperature	T <sub>STO</sub>	-55°C to + 125°C

**2.4 IC Electrical Characteristics (Without LED back-light)**

( TA = 25°C , V<sub>CC</sub> = 4.5 V – 5.5 V )

Symbol	Characteristics	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
V <sub>CC</sub>	Operating Voltage	-	2.7	-	5.5	V
V <sub>LCD</sub>	LCD Voltage	V <sub>CC</sub> -V <sub>S</sub>	3.0	-	11.0	V
I <sub>CC</sub>	Power Supply Current	f <sub>OSC</sub> = 270KHz V <sub>CC</sub> =5.0V	-	0.3	0.6	mA
V <sub>HI</sub>	Input High Voltage (Except OSC1)	-	2.2	-	V <sub>CC</sub>	V
V <sub>IL1</sub>	Input Low Voltage (Except OSC1)	-	-0.3	-	0.6	V

**2.7.2 LED Maximum Operating Range**

Item	Symbol	Yellow Green	Unit
Power Dissipation	P <sub>AD</sub>	1	W
Forward Current	I <sub>F</sub>	240	mA
Reverse Voltage	V <sub>R</sub>	10	V

**SPECIFICATIONS FOR LIQUID CRYSTAL DISPLAY MODULE**

**MODEL NO: DVF 16244S1FBLY/R**

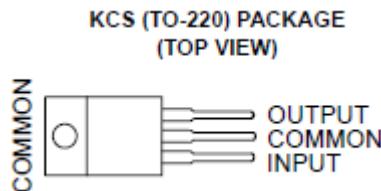
**4. OPERATING INSTRUCTIONS**

**4.1 Input signal Function**

NO.	Symbol	Function
1	VSS	0V Power Supply (GND Level)
2	VCC	Power supply for Logic circuit
3	V0	Power Supply for Driving the LCD Contrast
4	RS	Data / Instruction select
5	R/W	Read / Write select
6	E	Enable signal
7~14	DB0~DB7	Data Bus line

## 1.2. Regulador de 5V

[R4]



### recommended operating conditions

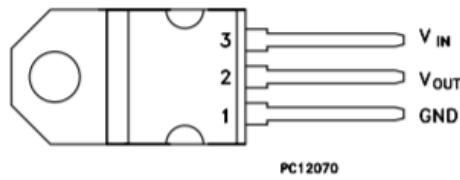
		MIN	MAX	UNIT
$V_I$ Input voltage	$\mu A7805C$	7	25	V
	$\mu A7808C$	10.5	25	
	$\mu A7810C$	12.5	28	
	$\mu A7812C$	14.5	30	
	$\mu A7815C$	17.5	30	
	$\mu A7824C$	27	38	
$I_O$ Output current			1.5	A
$T_J$ Operating virtual junction temperature	$\mu A7800C$ series	0	125	°C

electrical characteristics at specified virtual junction temperature,  $V_I = 10$  V,  $I_O = 500$  mA (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	$T_J \dagger$	$\mu A7805C$			UNIT
			MIN	TYP	MAX	
Output voltage	$I_O = 5$ mA to 1 A, $V_I = 7$ V to 20 V, $P_D \leq 15$ W	25°C	4.8	5	5.2	V
		0°C to 125°C	4.75		5.25	
Input voltage regulation	$V_I = 7$ V to 25 V	25°C		3	100	mV
	$V_I = 8$ V to 12 V			1	50	
Ripple rejection	$V_I = 8$ V to 18 V, $f = 120$ Hz	0°C to 125°C	62	78		dB
Output voltage regulation	$I_O = 5$ mA to 1.5 A	25°C		15	100	mV
	$I_O = 250$ mA to 750 mA			5	50	
Output resistance	$f = 1$ kHz	0°C to 125°C		0.017		Ω
Temperature coefficient of output voltage	$I_O = 5$ mA	0°C to 125°C		-1.1		mV/°C
Output noise voltage	$f = 10$ Hz to 100 kHz	25°C		40		μV
Dropout voltage	$I_O = 1$ A	25°C		2		V
Bias current		25°C		4.2	8	mA
Bias current change	$V_I = 7$ V to 25 V	0°C to 125°C			1.3	mA
	$I_O = 5$ mA to 1 A				0.5	
Short-circuit output current		25°C		750		mA
Peak output current		25°C		2.2		A

### 1.3. Regulador de 3.3V

[R3]



TO-220

**Table 2: Absolute Maximum Ratings**

Symbol	Parameter	Value	Unit
$V_{IN}$	DC Input Voltage	15	V
$P_{tot}$	Power Dissipation	12	W
$T_{stg}$	Storage Temperature Range	-40 to +150	°C
$T_{op}$	Operating Junction Temperature Range	-40 to +150	°C
	for C Version for standard Version	0 to +150	°C

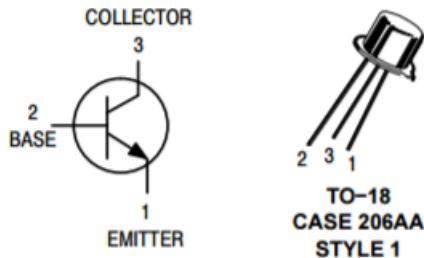
Absolute Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur. Functional operation under these condition is not implied. Over the above suggested Max Power Dissipation a Short Circuit could definitively damage the device.

**Table 4: Electrical Characteristics Of LD1117#12** (refer to the test circuits,  $T_J = 0$  to  $125^\circ\text{C}$ ,  $C_O = 10 \mu\text{F}$ ,  $R = 120 \Omega$  between GND and OUT pins, unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$V_O$	Output Voltage	$V_{in} = 3.2 \text{ V}$ $I_O = 10 \text{ mA}$ $T_J = 25^\circ\text{C}$	1.188	1.20	1.212	V
$V_O$	Reference Voltage	$I_O = 10 \text{ to } 800 \text{ mA}$ $V_{in} - V_O = 1.4 \text{ to } 10 \text{ V}$	1.140	1.20	1.260	V
$\Delta V_O$	Line Regulation	$V_{in} - V_O = 1.5 \text{ to } 13.75 \text{ V}$ $I_O = 10 \text{ mA}$		0.035	0.2	%
$\Delta V_O$	Load Regulation	$V_{in} - V_O = 3 \text{ V}$ $I_O = 10 \text{ to } 800 \text{ mA}$		0.1	0.4	%
$\Delta V_O$	Temperature Stability			0.5		%
$\Delta V_O$	Long Term Stability	1000 hrs, $T_J = 125^\circ\text{C}$		0.3		%
$V_{in}$	Operating Input Voltage				15	V
$I_{adj}$	Adjustment Pin Current	$V_{in} \leq 15 \text{ V}$		60	120	$\mu\text{A}$
$\Delta I_{adj}$	Adjustment Pin Current Change	$V_{in} - V_O = 1.4 \text{ to } 10 \text{ V}$ $I_O = 10 \text{ to } 800 \text{ mA}$		1	5	$\mu\text{A}$
$I_O(\min)$	Minimum Load Current	$V_{in} = 15 \text{ V}$		2	5	mA
$I_O$	Output Current	$V_{in} - V_O = 5 \text{ V}$ $T_J = 25^\circ\text{C}$	800	950	1300	mA
eN	Output Noise (% $V_O$ )	$B = 10\text{Hz to } 10\text{KHz}$ $T_J = 25^\circ\text{C}$		0.003		%
SVR	Supply Voltage Rejection	$I_O = 40 \text{ mA}$ $f = 120\text{Hz}$ $T_J = 25^\circ\text{C}$ $V_{in} - V_O = 3 \text{ V}$ $V_{ripple} = 1 \text{ V}_{PP}$	60	75		dB
$V_d$	Dropout Voltage	$I_O = 100 \text{ mA}$		1	1.1	V
		$I_O = 500 \text{ mA}$		1.05	1.15	
		$I_O = 800 \text{ mA}$		1.10	1.2	
	Thermal Regulation	$T_a = 25^\circ\text{C}$ 30ms Pulse		0.01	0.1	%/W

## 1.4. Transistor NPN

[R1]



**MAXIMUM RATINGS** ( $T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	$V_{CEO}$	50	Vdc
Collector-Base Voltage	$V_{CBO}$	75	Vdc
Emitter-Base Voltage	$V_{EBO}$	6.0	Vdc
Collector Current - Continuous	$I_C$	800	mAdc
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$	$P_T$	500	mW
Total Device Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	$P_T$	1.0	W
Operating and Storage Junction Temperature Range	$T_J, T_{stg}$	-65 to +200	°C

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ( $T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
<b>OFF CHARACTERISTICS</b>				
Collector-Emitter Breakdown Voltage ( $I_C = 10$ mAdc)	$V_{(BR)CEO}$	50	-	Vdc
Collector-Base Cutoff Current ( $V_{CB} = 75$ Vdc) ( $V_{CB} = 60$ Vdc)	$I_{CBO}$	-	10	μAdc nAdc
Emitter-Base Cutoff Current ( $V_{EB} = 6.0$ Vdc) ( $V_{EB} = 4.0$ Vdc)	$I_{EBO}$	-	10	μAdc nAdc
Collector-Emitter Cutoff Current ( $V_{CE} = 50$ Vdc)	$I_{CES}$	-	50	nAdc
<b>ON CHARACTERISTICS</b> (Note 1)				
DC Current Gain ( $I_C = 0.1$ mAdc, $V_{CE} = 10$ Vdc) ( $I_C = 1.0$ mAdc, $V_{CE} = 10$ Vdc) ( $I_C = 10$ mAdc, $V_{CE} = 10$ Vdc) ( $I_C = 150$ mAdc, $V_{CE} = 10$ Vdc) ( $I_C = 500$ mAdc, $V_{CE} = 10$ Vdc)	$h_{FE}$	50 75 100 100 30	- 325 - 300 -	-
Collector-Emitter Saturation Voltage ( $I_C = 150$ mAdc, $I_B = 15$ mAdc) ( $I_C = 500$ mAdc, $I_B = 50$ mAdc)	$V_{CE(sat)}$	-	0.3 1.0	Vdc
Base-Emitter Saturation Voltage ( $I_C = 150$ mAdc, $I_B = 15$ mAdc) ( $I_C = 500$ mAdc, $I_B = 50$ mAdc)	$V_{BE(sat)}$	0.6 -	1.2 2.0	Vdc

#### SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS

Magnitude of Small-Signal Current Gain ( $I_C = 20$ mA <sub>dc</sub> , $V_{CE} = 20$ V <sub>dc</sub> , $f = 100$ MHz)	$ h_{fe} $	2.5	-	-
Small-Signal Current Gain ( $I_C = 1.0$ mA <sub>dc</sub> , $V_{CE} = 10$ V <sub>dc</sub> , $f = 1$ kHz)	$h_{fe}$	50	-	-
Input Capacitance ( $V_{EB} = 0.5$ V <sub>dc</sub> , $I_C = 0$ , $100$ kHz $\leq f \leq 1.0$ MHz)	$C_{ibo}$	-	25	pF
Output Capacitance ( $V_{CB} = 10$ V <sub>dc</sub> , $I_E = 0$ , $100$ kHz $\leq f \leq 1.0$ MHz)	$C_{obo}$	-	8.0	pF

#### SWITCHING (SATURATED) CHARACTERISTICS

Turn-On Time (Reference Figure in MIL-PRF-19500/255)	$t_{on}$	-	35	ns
Turn-Off Time (Reference Figure in MIL-PRF-19500/255)	$t_{off}$	-	300	ns

## 1.5. Alimentación de 9V

[R6]

#### Specifications

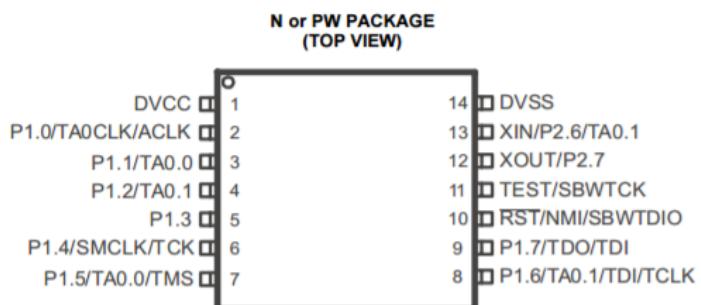


<b>Chemical System:</b>	Alkaline-Zinc/Manganese Dioxide (Zn/MnO <sub>2</sub> )
<b>Designation:</b>	ANSI 1604A, IEC 6LR61
<b>Nominal Voltage:</b>	9.0V
<b>Operating Temperature Range:</b>	-20°C to 54°C (-4°F to 130°F)
<b>Shelf Life:</b>	5 years (85% Capacity)

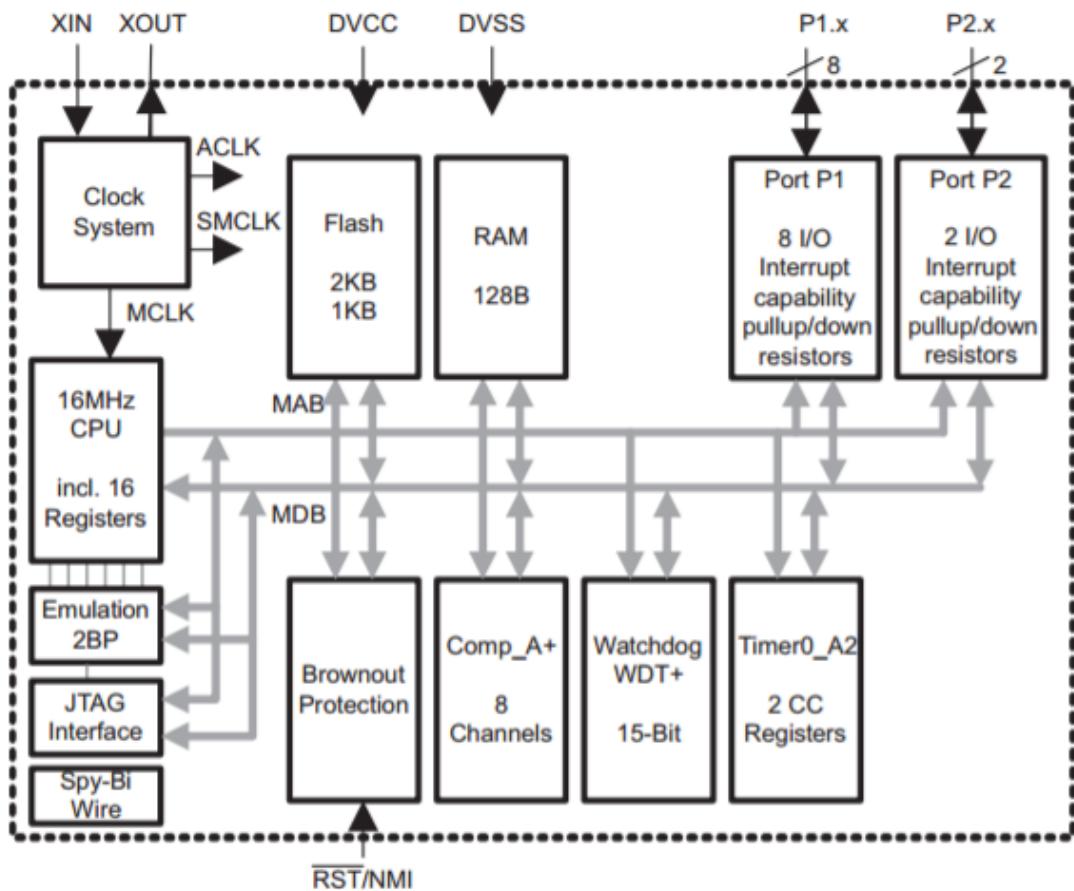
## 1.6. Microcontrolador

[R5] [R7]

#### Device Pinout, MSP430G2x01



## Functional Block Diagram, MSP430G2x11



### Absolute Maximum Ratings<sup>(1)</sup>

Voltage applied at $V_{CC}$ to $V_{SS}$	-0.3 V to 4.1 V		
Voltage applied to any pin <sup>(2)</sup>	-0.3 V to $V_{CC}$ + 0.3 V		
Diode current at any device pin	$\pm 2$ mA		
Storage temperature range, $T_{stg}$ <sup>(3)</sup>	Unprogrammed device	-55°C to 150°C	
	Programmed device	-55°C to 150°C	

### Recommended Operating Conditions

Typical values are specified at  $V_{CC} = 3.3$  V and  $T_A = 25$  °C (unless otherwise noted)

			MIN	NOM	MAX	UNIT
$V_{CC}$	Supply voltage	During program execution	1.8	3.6		V
		During flash program or erase	2.2	3.6		
$V_{SS}$	Supply voltage		0			V
$T_A$	Operating free-air temperature		-40	85		°C
$f_{SYSTEM}$	Processor frequency (maximum MCLK frequency) <sup>(1)(2)</sup>	$V_{CC} = 1.8$ V, Duty cycle = 50% $\pm$ 10%	dc	6		MHz
		$V_{CC} = 2.7$ V, Duty cycle = 50% $\pm$ 10%	dc	12		
		$V_{CC} \geq 3.3$ V, Duty cycle = 50% $\pm$ 10%	dc	16		

### Outputs - Ports Px

over recommended ranges of supply voltage and operating free-air temperature (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	$V_{CC}$	MIN	TYP	MAX	UNIT
$V_{OH}$	$I_{(OHmax)} = -6$ mA <sup>(1)</sup>	3 V	$V_{CC} - 0.3$ V			V
$V_{OL}$	$I_{(OLmax)} = 6$ mA <sup>(1)</sup>	3 V	$V_{SS} + 0.3$ V			V

## Timer\_A

over recommended ranges of supply voltage and operating free-air temperature (unless otherwise noted)

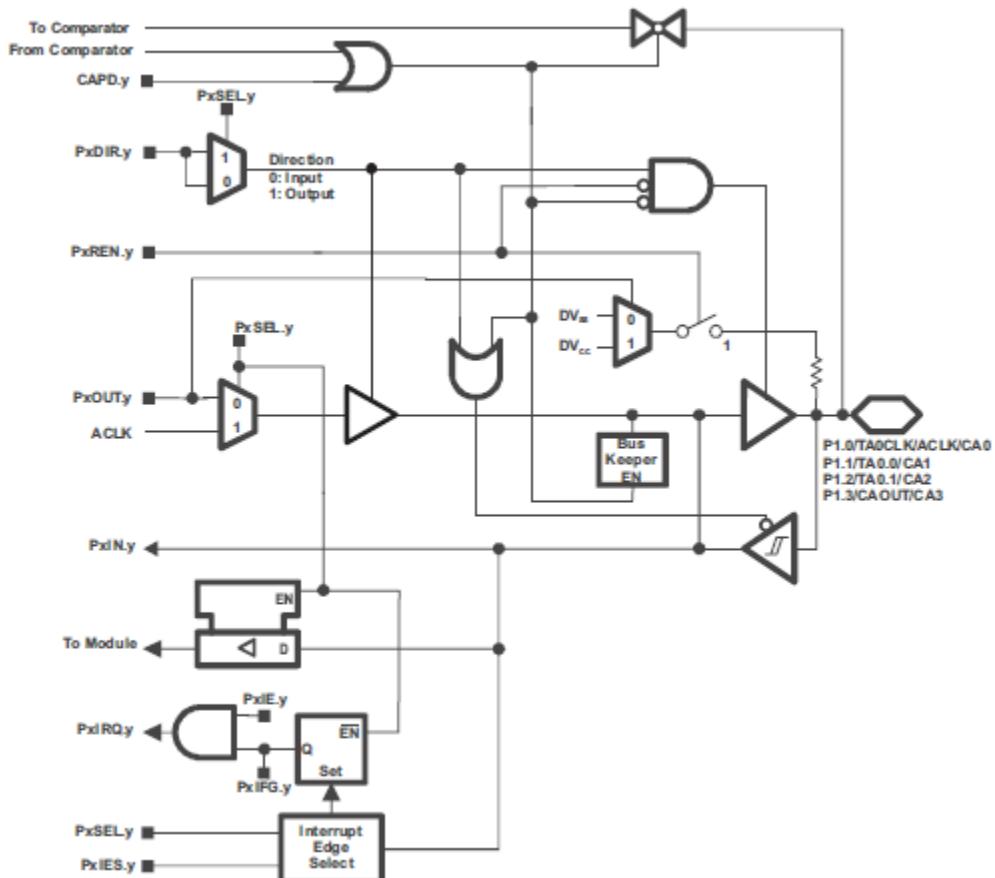
PARAMETER	TEST CONDITIONS	V <sub>CC</sub>	MIN	TYP	MAX	UNIT
f <sub>TA</sub>	Timer_A input clock frequency Internal: SMCLK or ACLK, External: TACLK or INCLK, Duty cycle = 50% $\pm$ 10%			f <sub>SYSTEM</sub>		MHz
t <sub>TA,cap</sub>	Timer_A capture timing TA0, TA1	3 V	20			ns

## Comparator\_A+ (MSP430G2x11 only)

over recommended ranges of supply voltage and operating free-air temperature (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	V <sub>CC</sub>	MIN	TYP	MAX	UNIT
I <sub>IDD</sub>	CAON = 1, CARSEL = 0, CAREF = 0	3 V		45		$\mu$ A
I <sub>(RefLadder/RefDiode)</sub>	CAON = 1, CARSEL = 0, CAREF = 1, 2, or 3, No load at CA0 and CA1	3 V		45		$\mu$ A
V <sub>(IC)</sub>	Common-mode input voltage CAON = 1	3 V	0	V <sub>CC</sub> -1		V
V <sub>(Ref025)</sub> V <sub>CC</sub>	Voltage @ 0.25 V <sub>CC</sub> node PCA0 = 1, CARSEL = 1, CAREF = 1, No load at CA0 and CA1	3 V		0.24		
V <sub>(Ref050)</sub> V <sub>CC</sub>	Voltage @ 0.5 V <sub>CC</sub> node PCA0 = 1, CARSEL = 1, CAREF = 2, No load at CA0 and CA1	3 V		0.48		
V <sub>(RefVT)</sub>	See Figure 14 and Figure 15 PCA0 = 1, CARSEL = 1, CAREF = 3, No load at CA0 and CA1, TA = 85°C	3 V		490		mV
V <sub>(offset)</sub>	Offset voltage <sup>(1)</sup>	3 V		$\pm$ 10		mV
V <sub>hys</sub>	Input hysteresis CAON = 1	3 V		0.7		mV
t <sub>(response)</sub>	Response time (low-high and high-low) T <sub>A</sub> = 25°C, Overdrive 10 mV, Without filter: CAF = 0	3 V		120		ns
	T <sub>A</sub> = 25°C, Overdrive 10 mV, With filter: CAF = 1			1.5		$\mu$ s

## Port P1 Pin Schematic: P1.0 to P1.3, Input/Output With Schmitt Trigger - MSP430G2x11



# Bibliografía

[<sup>R1</sup>] 2N2222A.pdf. [en línea], [sin fecha]. [Consulta: 14 junio 2017]. Disponible en: <http://web.mit.edu/6.101/www/reference/2N2222A.pdf>.

[<sup>R2</sup>] DVF16244S1FBLY-R.pdf. [en línea], [sin fecha]. [Consulta: 14 junio 2017]. Disponible en: <http://www.dema.net/pdf/dain/DVF16244S1FBLY-R.pdf>.

[<sup>R3</sup>] LD1117V33.pdf. [en línea], [sin fecha]. [Consulta: 14 junio 2017]. Disponible en: <https://www.sparkfun.com/datasheets/Components/LD1117V33.pdf>.

[<sup>R4</sup>] LM7805.pdf. [en línea], [sin fecha]. [Consulta: 14 junio 2017]. Disponible en: <https://www.sparkfun.com/datasheets/Components/LM7805.pdf>.

[<sup>R5</sup>] msp430g2111.pdf. [en línea], [sin fecha]. [Consulta: 14 junio 2017]. Disponible en: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/msp430g2111.pdf>.

[<sup>R6</sup>] panasonic\_alkaline\_batteries\_9v\_series\_6lf22xwa.pdf. [en línea], [sin fecha]. [Consulta: 14 junio 2017]. Disponible en: [https://na.industrial.panasonic.com/sites/default/pidsa/files/panasonic\\_alkaline\\_batteries\\_9v\\_series\\_6lf22xwa.pdf](https://na.industrial.panasonic.com/sites/default/pidsa/files/panasonic_alkaline_batteries_9v_series_6lf22xwa.pdf).

[<sup>R7</sup>] slau144j.pdf. [en línea], [sin fecha]. [Consulta: 14 junio 2017]. Disponible en: <http://www.ti.com/lit/ug/slau144j/slau144j.pdf>.



# Trabajo Fin de Grado

Título del trabajo:  
Anexo 8. Planos y Presupuestación

English tittle:  
Annex 8. Plans and Budgeting

Autor/es  
Abel Camarena Viñuales

Director/es  
José Ignacio Artigas Maestre

Escuela de Ingeniería y Arquitectura

Año  
2017

## **Tabla de contenidos:**

Introducción.....	1
Esquema funcional de bloques .....	2
Esquemático .....	3
Cara Bottom.....	4
Taladrados .....	5
Serigrafía .....	6
Listado de componentes .....	7

# Introducción

El objetivo del presente anexo, “Planos y Presupuestación”, es ofrecer al lector una serie de planos representativos del circuito (identificados mediante el cajetín que les acompaña) que faciliten su comprensión, además de un documento con el listado de componentes que incluya un pequeño presupuesto de la implementación de un único dispositivo.

A

B

C

D

E

F

G

H

A

B

C

D

E

F

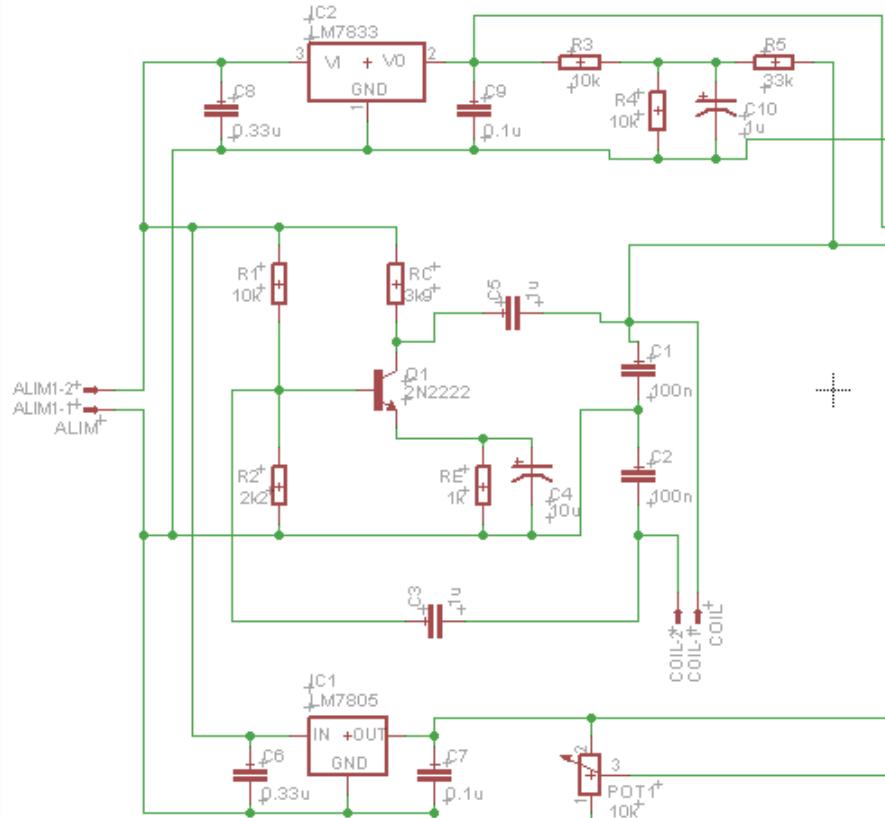
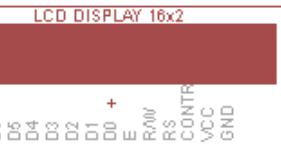
G

H



FECHA	NOMBRE	ESCUELA DE INGENIERÍA Y ARQUITECTURA DE LA UNIVERSIDAD DE ZARAGOZA	
22/06/2017	Abel Camarena Viñuales		
REVISADO			
ESCALA	TÍTULO		NÚMERO DE LÁMINA:
S/E	DETECTOR DE METALES CON MICROCONTROLADOR. ESQUEMA FUNCIONAL DE BLOQUES.		1
	NIP DEL ALUMNO: 608299		
	CURSO: 4º CURSO ING. ELECTRÓNICA		

A

IC3  
LCD16x2

B

C

D

E

F

G

H

A

B

C

D

E

F

G

H

FECHA	NOMBRE	ESCUELA DE INGENIERÍA Y ARQUITECTURA DE LA UNIVERSIDAD DE ZARAGOZA	
22/06/2017	Abel Camarena Viñuales		
REVISADO			
ESCALA	TÍTULO		NÚMERO DE LÁMINA:
S/E	DETECTOR DE METALES CON MICROCONTROLADOR. ESQUEMÁTICO.		2
NIP DEL ALUMNO: 608299			
CURSO: 4º CURSO ING. ELECTRÓNICA			

A

B

C

D

E

F

G

H

A

B

C

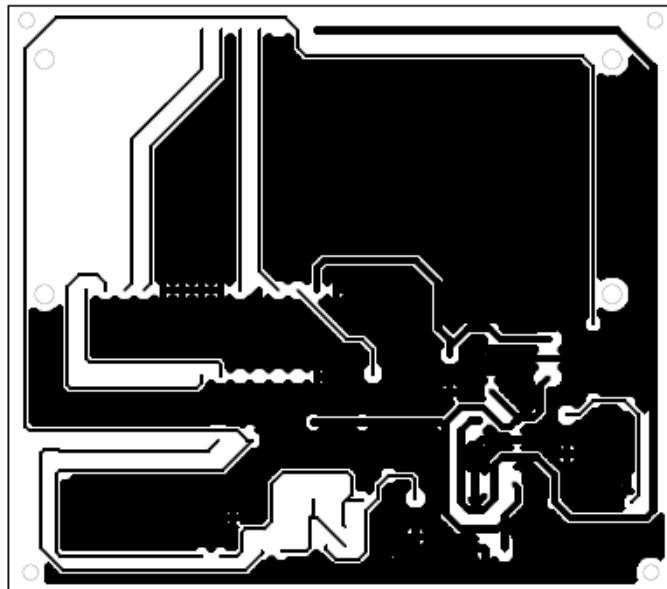
D

E

F

G

H



FECHA	NOMBRE	ESCUELA DE INGENIERÍA Y ARQUITECTURA DE LA UNIVERSIDAD DE ZARAGOZA	
22/06/2017	Abel Camarena Viñuales		
REVISADO			
ESCALA	TÍTULO		NÚMERO DE LÁMINA:
1:1	DETECTOR DE METALES CON MICROCONTROLADOR. CARA BOTTOM.		3
NIP DEL ALUMNO: 608299			
CURSO: 4º CURSO ING. ELECTRÓNICA			

A

B

C

D

E

F

G

H

A

B

C

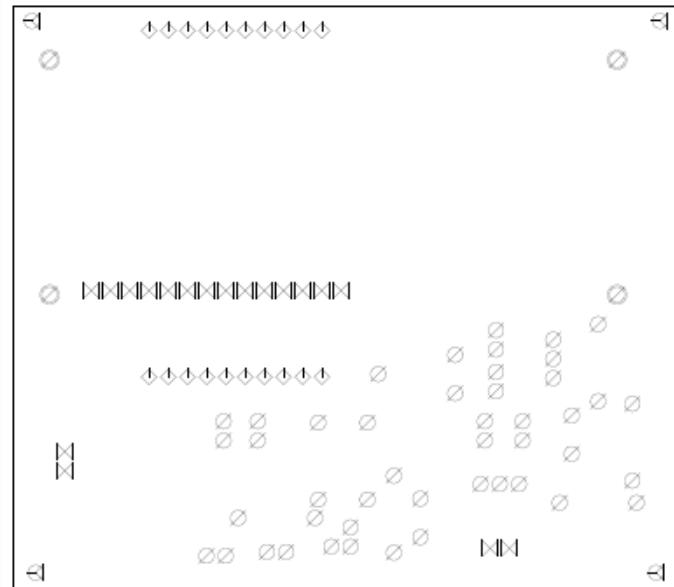
D

E

F

G

H



FECHA	NOMBRE	ESCUELA DE INGENIERÍA Y ARQUITECTURA DE LA UNIVERSIDAD DE ZARAGOZA	
22/06/2017	Abel Camarena Viñuales		
REVISADO			
ESCALA	TÍTULO		NÚMERO DE LÁMINA:
1:1	DETECTOR DE METALES CON MICROCONTROLADOR. TALADRADOS.		4
	NIP DEL ALUMNO: 608299		
	CURSO: 4º CURSO ING. ELECTRÓNICA		

A

B

C

D

E

F

6

4

A

B

C

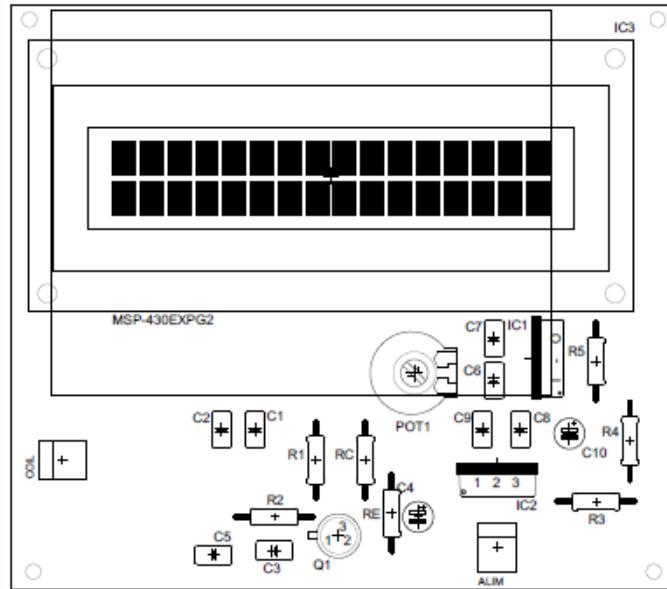
D

E

F

6

11



	<b>FECHA</b>	<b>NOMBRE</b>	
<b>ELABORADO</b>	22/06/2017	Abel Camarena Viñuales	
<b>REVISADO</b>			
<b>ESCALA</b>	<b>TÍTULO</b>		<b>NÚMERO DE LÁMINA:</b>
1:1	DETECTOR DE METALES CON MICROCONTROLADOR. SERIGRAFÍA.		5
	<b>NIP DEL ALUMNO:</b> 608299		
	<b>CURSO:</b> 4º CURSO ING. ELECTRÓNICA		
	<b>ESCUELA DE INGENIERÍA Y ARQUITECTURA DE LA UNIVERSIDAD DE ZARAGOZA</b>		

A

A

B

B

C

C

D

D

E

E

F

F

G

G

H

H

Item	Descripción	Designación en el esquemático	Valor	Cantidad	Proveedor	Referencia	Precio (€)	Unidades	Presupuesto para fabricar 100 dispositivos (€)
1	Bornera de dos pines macho-hembra	ALIM, COIL	-	2	Electan	SPRK-PRT-11376	0,56	100	1,1200
2	Condensador no polarizado de poliéster	C3,C5	1000nF	2	Farnell	4518410	0,888	100	1,7760
3	Condensador no polarizado de poliéster	C6,C8	330nF	2	Farnell	BFC237011334	0,335	100	0,6700
4	Condensador no polarizado de poliéster	C9,C7	100nF	2	Farnell	B32529C0104K000	0,0714	100	0,1428
5	Condensador no polarizado de poliéster	C1,C2	100nF	2	Farnell	222237075104	0,218	100	0,4360
6	Condensador polarizado	C10	1000nF	1	Farnell	MCNP100V105M5X11	0,0358	100	0,0358
7	Condensador polarizado	C4	10000nF	1	Farnell	EEU-FC1H100L	0,0842	100	0,0842
8	Resistencia	R1,R3,R4	10kΩ	3	Farnell	MCF 0,25W 10K	0,0413	100	0,1239
9	Resistencia	Rc	3.9kΩ	1	Farnell	CFR200J3K9	0,1	100	0,1000
10	Resistencia	Re	1kΩ	1	Farnell	MF25 1K	0,0435	100	0,0435
11	Resistencia	R2	2.2kΩ	1	Farnell	ROX3SJ2K2	0,137	100	0,1370
12	Resistencia	R5	33kΩ	1	Farnell	MCF 0,25W 33K	0,0386	100	0,0386
13	Potenciómetro	POT1	10kΩ	1	Farnell	5150500307	1,88	100	1,8800
14	Regulador de tensión de 5V	IC2	-	1	Farnell	LM7805CT	0,291	100	0,2910
15	Regulador de tensión de 3.3V	IC1	-	1	Farnell	UA78M33CKCS	0,453	100	0,4530
16	Transistor BJT NPN	Q1	-	1	Farnell	2N2222A	0,8	100	0,8000
17	Hilo de cobre de 0.5mm de diámetro	-	10 metros	1	-	-	200	100	200,0000
18	Pila de 9 V	-	9V	1	Panasonic	6LR61	256	100	256,0000
19	Placa de evaluación	LNCHPAD1	-	1	Farnell	MSP-EXP430G2	1126	100	1126,0000
20	Pantalla LCD 16x2 caracteres	LCD1	-	1	Dema	8194	1897	100	1897,0000

\* Se excluye del listado el precio de fabricación de la placa de circuito impreso.

Coste aproximado de fabricación de un dispositivo (€): 34,8713

ELABORADO	FECHA	NOMBRE		<b>ESCUELA DE INGENIERÍA Y ARQUITECTURA DE LA UNIVERSIDAD DE ZARAGOZA</b>
REVISADO				
ESCALA	TÍTULO			<b>NÚMERO DE LÁMINA:</b>  <b>6</b> 
S/E	DETECTOR DE METALES CON MICROCONTROLADOR. LISTADO DE COMPONENTES.			
<b>NIP DEL ALUMNO:</b> 608299				<b>CURSO:</b> 4º CURSO ING. ELECTRÓNICA