



UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA
BARCELONATECH
Escola d'Enginyeria de Barcelona Est

TRABAJO DE FIN DE GRADO

Grado en Ingeniería Biomédica

**SISTEMA DE ENERGY HARVESTING PARA LA MEDIDA DE
ECG**



Memoria y Anexos

Autor: María Teresa Alcalá Bauzá
Director: Francisco Bogónez Franco
Convocatoria: Enero 2022

Resum

Aquest treball consisteix en el disseny d'un dispositiu mèdic portable (waerable) per a la detecció d'arrítmies a partir de la senyal ECG que s'alimenta amb mètodes de energy harvesting (recol·lecció d'energia) a partir de l'energia del cos. Per a la seva realització s'ha estudiat l'estat de l'art actual de les possibilitats de recol·lecció d'energia mecànica, tèrmica i química del cos humà, així com les tècniques de conversió d'aquestes en energia elèctrica per a l'alimentació del dispositiu. S'ha conclòs que el generador termoelèctric es la millor opció per aquesta aplicació per la seva major predictibilitat en la producció d'energia i per esser una alternativa còmoda i viable pel perfil de pacient potencial.

Posteriorment s'ha realitzat el disseny del dispositiu de mesura ECG que optimitzi el consum d'energia realitzant avaluacions de diverses alternatives de filtrat, amplificació, conversió ADC, controladors, bateria i gestió de potencia. Per a la comunicació del dispositiu s'ha escollit la xarxa de baix consum LoRa. Escollits cada un dels components, s'ha presentat l'esquemàtic, el disseny de la placa de circuit impresa (PCB) i el diagrama de flux d'operació del controlador. Així mateix, s'ha revisat la normativa aplicable al dispositiu dissenyat, i s'ha analitzat l'impacte ambiental y el cost econòmic del producte.

Per problemes de falta de subministrament de components no s'ha pogut realitzar el muntatge físic del dispositiu. Finalment, es proposen millores en treballs futurs.

Resumen

Este trabajo consiste en el diseño de un dispositivo médico portable (wearable) para la detección de arritmias a partir de la señal ECG que se alimenta con métodos de energy harvesting (recolección de energía) a partir de la energía del cuerpo. Para su realización se ha estudiado el estado del arte actual de las posibilidades de recolección de energía mecánica, térmica y química del cuerpo humano, así como las técnicas de conversión de éstas en energía eléctrica para la alimentación del dispositivo. Se ha concluido que el generador termoeléctrico es la mejor opción para esta aplicación por su mayor predictibilidad en la producción de energía y por ser una alternativa cómoda y viable para el perfil de paciente potencial.

Posteriormente se ha realizado el diseño del dispositivo de medida ECG que optimice el consumo de energía realizando evaluaciones de varias alternativas para el filtrado, amplificación, conversión ADC, controladores, batería y gestión de la potencia. Para la comunicación del dispositivo se ha escogido la red de bajo consumo LoRa. Escogidos cada uno de los componentes, se ha presentado el esquemático, el diseño de la placa de circuito impreso (PCB), el diagrama de flujo de operación del controlador. Así mismo, se ha revisado la normativa aplicable al dispositivo diseñado, y se ha analizado el impacto ambiental y el coste económico del producto.

Por problemas de falta de suministro de componentes no se ha podido realizar el montaje físico del dispositivo. Finalmente, se proponen mejoras en trabajos futuros.

Abstract

The aim of this project is to design a wearable medical device for the detection of arrhythmias from the ECG signal that is powered by energy harvesting methods from the human body's energy. For its realization, the current state of the art of the methods of collecting mechanical, thermal and chemical energy from the human body has been studied, as well as the techniques for converting these into electrical energy to power the device. It has been concluded that the thermoelectric generator is the best alternative for this application due to its greater predictability in energy production and because it is a comfortable and viable alternative for the potential patient profile.

Subsequently, the design of the ECG measurement device that optimizes energy consumption has been carried out by evaluating several alternatives for filtering, amplification, ADC conversion, controllers, battery and power management. For the communication of the device, the low power LoRa network has been chosen. Once each of the components has been chosen, the schematic, the printed circuit board (PCB) and the controller operation flowchart have been presented. Likewise, the applicable regulation has been reviewed, and both the environmental impact and economic cost of the product have been analysed.

Due to the lack of supply of components, the physical assembly of the device couldn't be performed. Finally, improvements are proposed for future work.



AGRADECIMIENTOS

Quiero agradecer a mi tutor Francisco Bogónez por guiarme e inspirarme en la realización de este trabajo y por su compromiso como director del proyecto. También a mi familia por haberme acompañado en cada etapa de mis estudios.



GLOSARIO

ECG	Electrocardiograma
EMG	Electroencefalograma
BFC	Célula biocombustible (<i>Bio Fuel Cell</i>)
TEG	Generador termoeléctrico
PEG	Generador piroeléctrico
ATP	Adenosina trifosfato
Redox	Reacción de reducción-oxidación
front-end	Conjunto de circuitos de acondicionamiento de señal analógicos que proporcionan un bloque electrónico funcional, flexible y configurable.
MCU	Microcontrolador
PMU	Unidad de gestión de potencia (<i>Power Management Unit</i>)
LoRa	Largo alcance (<i>Long Range</i>)
LoRaWAN	<i>Long Range Wide Area Network</i>
LPWAN	Red de bajo consumo y largo alcance (<i>Low Power Wide Area Network</i>)
Gateway	Dispositivo que actúa como interfaz de conexión entre aparatos o dispositivos
ADR	Tasa de datos adaptativa (<i>Adaptative Data Rate</i>)
ADC	Convertidor Analógico-Digital
RLD	Circuito de conducción de la pierna derecha (<i>Right Leg Drive</i>)
CMRR	Razón de Rechazo al Modo Común (<i>Common Mode Rejection Ratio</i>)
RF	Radiofrecuencia
EMI	Filtro de interferencia electromagnética (<i>Electromagnetic Interference</i>)
IEEE	Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>)



ÍNDICE

RESUM	I
RESUMEN	II
ABSTRACT	III
AGRADECIMIENTOS	V
GLOSARIO	VII
1. PREFACIO	14
1.1. Justificación	14
1.2. Motivación del trabajo.....	14
2. INTRODUCCIÓN	15
2.1. Alcance	15
2.1.1. Definición de energy harvesting.....	16
2.1.2. Medida de ECG y detección de la arritmia cardíaca	16
2.2. Objetivos	18
2.2.1. Objetivo general	18
2.2.2. Objetivos específicos	18
3. ESTADO DEL ARTE DE LAS TÉCNICAS DE ENERGY HARVESTING	19
3.1. Energía mecánica	20
3.1.1. Generadores piezoeléctricos.....	21
3.1.2. Generadores electrostáticos	22
3.1.3. Generadores electromagnéticos.....	22
3.1.4. Nanogeneradores triboeléctricos	23
3.2. Energía térmica	24
3.2.1. Generadores termoeléctricos	24
3.2.2. Generadores piroeléctricos	24
3.3. Energía química.....	25
3.3.1. Célula de biocombustible	25
3.3.2. Generador de efecto hidrovoltáico.....	26
3.4. Tabla resumen de resultados obtenidos con estos métodos.....	26

4. APLICACIONES	28
5. MEDIDA DE ECG CON ENERGY HARVESTING	30
5.1. Solución propuesta	30
5.1.1. Etapa de filtrado y amplificación: Evaluación de solución discreta vs solución integrada	32
5.1.1.2. Etapa de entrada al Front-End	36
5.1.2. Microcontrolador: Evaluación de STM32WL55/54xx vs EFM32G	37
5.1.3. Transmisión de datos: evaluación del transceptor LoRa incluido en el microcontrolador STM32WL vs módulo externo.	37
5.1.4. Alarma sonora	39
5.2. Cálculo del consumo total del sistema	39
5.2.1. Selección de la batería	41
5.3. Generador termoeléctrico	42
5.3.1. Solución propuesta	44
5.3.2. Unidad de gestión de potencia: evaluación de PMU	47
5.4. Descripción detallada del funcionamiento	47
6. ESQUEMÁTICO	50
7. LAYOUT	56
8. NORMATIVA	59
9. IMPACTO AMBIENTAL	63
CONCLUSIONES	64
ANÁLISIS ECONÓMICO	65
BIBLIOGRAFÍA	68
ANEXO A: CÁLCULOS DE LOS COMPONENTES EXTERNOS	71
Componentes conectados a la unidad de gestión de potencia BQ25570	71
Diseño del filtro activo de paso alto de entrada al front-end	76
Cálculo de los componentes externos conectados al Front-End ADS1293.	78
ANEXO B: DIAGRAMAS DE FLUJO	80
ANEXO C: DETECCIÓN DE LA ARRITMIA A PARTIR DE LA SEÑAL ECG	86
ANEXO D: MANUAL DE USO	89

Tabla de ilustraciones

Figura 1. Diagrama de bloques del alcance del proyecto. (Fuente propia).	15
Figura 2. (a) Ondas características del ECG común. (b) Representación de latidos cardíacos. (Fuente [10]).	16
Figura 3. Diagrama de bloques del proceso de uso del dispositivo. (Fuente propia).	17
Figura 4. Estructura cantilever de un generador piezoeléctrico unimorfo (a) y bimorfo (b). (Fuente: [4]).	21
Figura 5. Generadores electrostáticos basados en la variación de capacitancia debida al movimiento. (Fuente: [5]).	22
Figura 6. Esquemático de generador electromagnético. Diseño con cantiléver. (Fuente: [5]).	23
Figura 7. Principio de funcionamiento de la célula de biocombustible. (Fuente [7]).	25
Figura 8. Aplicaciones de recolectores de energía en el cuerpo humano. (Fuente: [7]).	29
Figura 9. Diagrama de bloques de los elementos consumidores de energía. (Fuente propia)	30
Figura 10. Diagrama de la red LoRa/LoRaWAN. (Fuente: [29]).	31
Figura 11. Esquemático de la solución discreta de filtrado y amplificación para ECG. (Fuente propia).	32
Figura 12. Diagrama de bloques del convertidos ADC ADS131M03. (Fuente [22]).	33
Figura 13. Diagrama de bloques interno del Front-End ADS1293. (Fuente [11]).	34
Figura 14. Estructura del TEG (a). Conexión de varios TEG eléctricamente en serie y térmicamente en paralelo (b). Modelo eléctrico del TEG (c). (Fuente [3]).	42
Figura 15. Muñequera (a) y estructura interna del generador TEG (b). (Fuente [28]).	44
Figura 16. (a) Vista de sección del TEG. (b) Modelo de resistencia térmica del TEG. (Fuente [28]).	45

Figura 17. Gráfico de la tensión de salida en función del gradiente de temperatura en el generador TEG. (Fuente propia).	46
Figura 18. Esquemático de la unidad de gestión de potencia. (Fuente propia)	51
Figura 19. Esquemático del front-end para medida ECG. (Fuente propia).	52
Figura 20. Esquemático del filtrado de entrada al front-end para brazos derecho e izquierdo. (Fuente propia).	53
Figura 21. Esquemático del filtrado de entrada al front-end para piernas derecha e izquierda. (Fuente propia).	54
Figura 22. Esquemático del microcontrolador. (Fuente propia).	55
Figura 23. Top overlay de la placa de circuito impreso (PCB). (Fuente propia).	56
Figura 24. Top layer de la placa de circuito impreso (PCB). (Fuente propia).	56
Figura 25. Señal 2 layer de la placa de circuito impreso (PCB). (Fuente propia).	57
Figura 26. Señal 1 layer de la placa de circuito impreso (PCB). (Fuente propia).	57
Figura 27. Bottom overlay de la placa de circuito impreso (PCB). (Fuente propia).	58
Figura 28. Bottom layer de la placa de circuito impreso (PCB). (Fuente propia).	58
Figura 29. Respuesta frecuencial del filtro pasa-alta de 6to orden con aproximación Butterworth. (Fuente propia).	76
Figura 30. Diagrama de flujo de operación del botón ON/OFF. (Fuente propia).	80
Figura 31. Diagrama de flujo de la inicialización del dispositivo. (Fuente propia).	81
Figura 32. Diagrama de flujo del encendido del dispositivo. (Fuente propia).	82
Figura 33. Diagrama de flujo del muestreo. (Fuente propia).	83
Figura 34. Diagrama de flujo del proceso de detección de arritmia. (Fuente propia).	84
Figura 35. Diagrama de flujo del funcionamiento de la alarma sonora. (Fuente propia).	85
Figura 36. Colocación de los electrodos. (Fuente propia).	89

Figura 37. Diseño 3D del generador termoeléctrico propuesto. (Fuente propia). _____ 91

Figura 39. Diseño 3D de la caja del dispositivo. (Fuente propia). _____ 92

Figura 38. Diseño 3D de la muñequera con generador termoeléctrico. (Fuente propia). _____ 92

1. PREFACIO

1.1. Justificación

En la última década, los dispositivos electrónicos portátiles han pasado a formar parte imprescindible en la medicina. Tanto para la monitorización, el diagnóstico o la terapia se utilizan dispositivos médicos portables (wearables) o implantables que han hecho mucho más fácil y cómodo cualquier proceso médico tanto para los pacientes como para los profesionales, permitiendo la mayoría de ellos almacenar y transmitir información médica por RF. Las ventajas del uso de estos dispositivos son evidentes, pero todos ellos tienen en común la necesidad de una batería, que además debe cargarse periódicamente.

En este contexto es donde la recolección de energía (energy harvesting) juega un papel crucial para solventar el inconveniente del uso de las baterías. Se trata de recolección de energía limpia, renovable y permanentemente accesible. Existen numerosas fuentes de energía con las que alimentar dispositivos sin depender de las baterías ni de la conexión a la red eléctrica. Una de ellas es el cuerpo humano.

Nuestro cuerpo recoge energía a través de los alimentos y la transforma en distintos tipos de energía (química, térmica, etc.) para realizar todas sus funciones. Una gran parte de esa energía puede ser recolectada sin producir ningún efecto negativo en el cuerpo y se puede utilizar para alimentar dispositivos médicos. La energía del cuerpo es segura, confiable y ecológica, y por ello el energy harvesting es ahora una línea de investigación en auge que puede solucionar un problema actual como es el uso de baterías y sus efectos en el medio ambiente.

1.2. Motivación del trabajo

Mi interés por el energy harvesting surgió por una breve explicación de este concepto que nos dieron en la asignatura de *Equipos de Monitoreo, Diagnóstico y Terapia*. Me pareció un tema novedoso e interesante en el que no habíamos profundizado durante los estudios del Grado en Ingeniería Biomédica. Además, dos de las asignaturas que más disfruté durante los estudios fueron *Sensores y Acondicionadores de Señal* y *Diseño de Equipos Médicos Usables*, ambas de contenido relacionado directamente con este proyecto. Por todo ello no quise desaprovechar la oportunidad de realizar mi trabajo de fin de grado sobre este tema, que es para mí interesante y en el que creo que queda aún mucho por avanzar.

2. INTRODUCCIÓN

2.1. Alcance

En este proyecto se desarrolla un sistema de energy harvesting para alimentar un dispositivo médico que realiza la medida de ECG con el objetivo de detectar arritmias cardíacas y enviar un aviso cuando sean detectadas. La energía que alimenta el dispositivo de detección de la arritmia se recolecta directamente del cuerpo. Para el diseño del dispositivo médico, es necesario conocer el estado del arte, seleccionar un modo de recolección de energía, seleccionar los componentes adecuados, proceder al montaje y programación del dispositivo y finalmente validarlo. El siguiente diagrama de bloques muestra el proceso a seguir en la realización del proyecto.

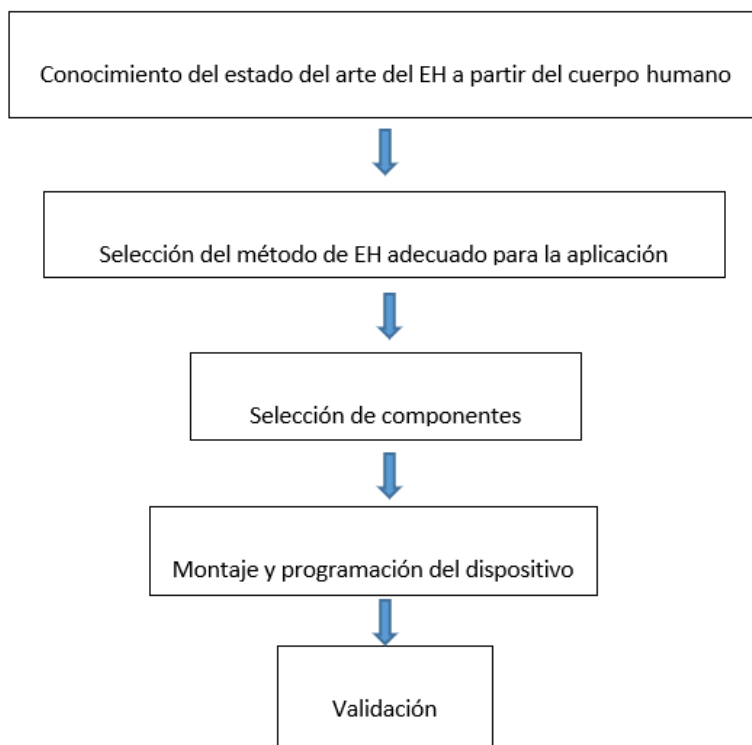


Figura 1. Diagrama de bloques del alcance del proyecto. (Fuente propia).

2.1.1. Definición de energy harvesting

Se trata de la recolección de energía a partir de fuentes alternativas a las más comunes como las pilas o baterías. Se puede recolectar energía del medio ambiente, por ejemplo, del agua, el viento, del sol o de las ondas de radiofrecuencia. También el cuerpo humano ha demostrado ser una fuente de energía limpia y sostenible que permite alimentar dispositivos de bajo consumo. Esta energía corporal puede ser mecánica, térmica o química y todas pueden convertirse mediante distintos métodos en energía eléctrica. El interés de este proyecto recae en utilizar esta energía para alimentar un sistema de medida de ECG para la detección de arritmias.

2.1.2. Medida de ECG y detección de la arritmia cardíaca

El electrocardiograma (ECG) es el registro de la medida de los biopotenciales captados en la superficie del cuerpo originados por el corazón durante su funcionamiento. El corazón está formado por dos aurículas, donde se almacena la sangre que llega desde las venas, y dos ventrículos que bombean la sangre a las arterias. Cuando el corazón se dilata relajando su tejido, la sangre entra en las aurículas. Este proceso se conoce como diástole. Al contrario, cuando el corazón se contrae para bombear la sangre desde los ventrículos, se encuentra en proceso de sístole. Estos movimientos se coordinan gracias a los potenciales de acción del miocardio. Dichos potenciales son los que se registran en un electrocardiograma.

La señal ECG ha sido parametrizada de modo que se conoce bien la señal esperada del funcionamiento correcto del corazón. En la Figura 2 (b) se puede apreciar una representación de los latidos cardíacos, mientras que en la Figura 2 (a) se pueden apreciar las ondas características del ECG común.

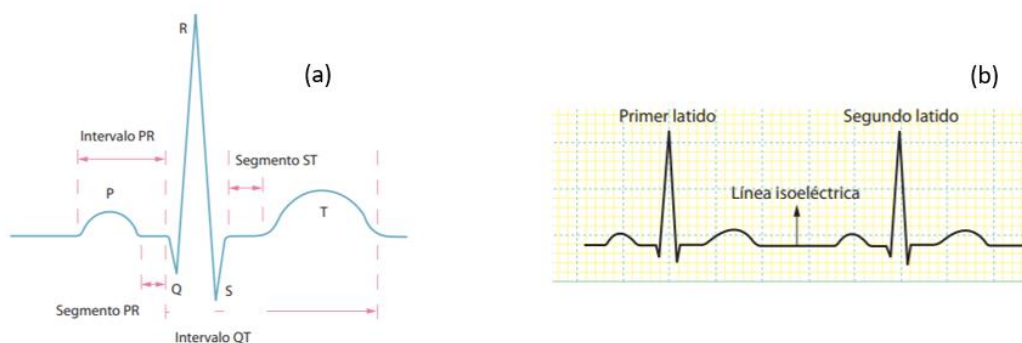


Figura 2. (a) Ondas características del ECG común. (b) Representación de latidos cardíacos. (Fuente [10]).

La forma de la señal ECG proviene de la activación de los potenciales de membrada de las distintas partes que se activan en cada latido. La onda P corresponde a la despolarización de las aurículas, el complejo QRS a la despolarización de los ventrículos, y la onda T a la repolarización de los mismos. Los segmentos PR y ST tienen un potencial nulo. Además, se conoce el valor típico esperado de la amplitud de cada una de las ondas.

Cuando se registra una señal ECG que presenta diferencias, ya sea en la forma de onda, en la amplitud o en la duración suele ser indicativo de un problema cardíaco. En el dispositivo que se desarrolla en este proyecto se implementará un algoritmo de detección de arritmias sobre la señal ECG registrada. En el momento en que se detecte una arritmia, el dispositivo enviará una señal de alarma al centro sanitario donde se ha prescrito el uso del dispositivo y al servicio de emergencias en el momento en que se ha detectado el problema. El siguiente diagrama refleja el proceso de uso del dispositivo.

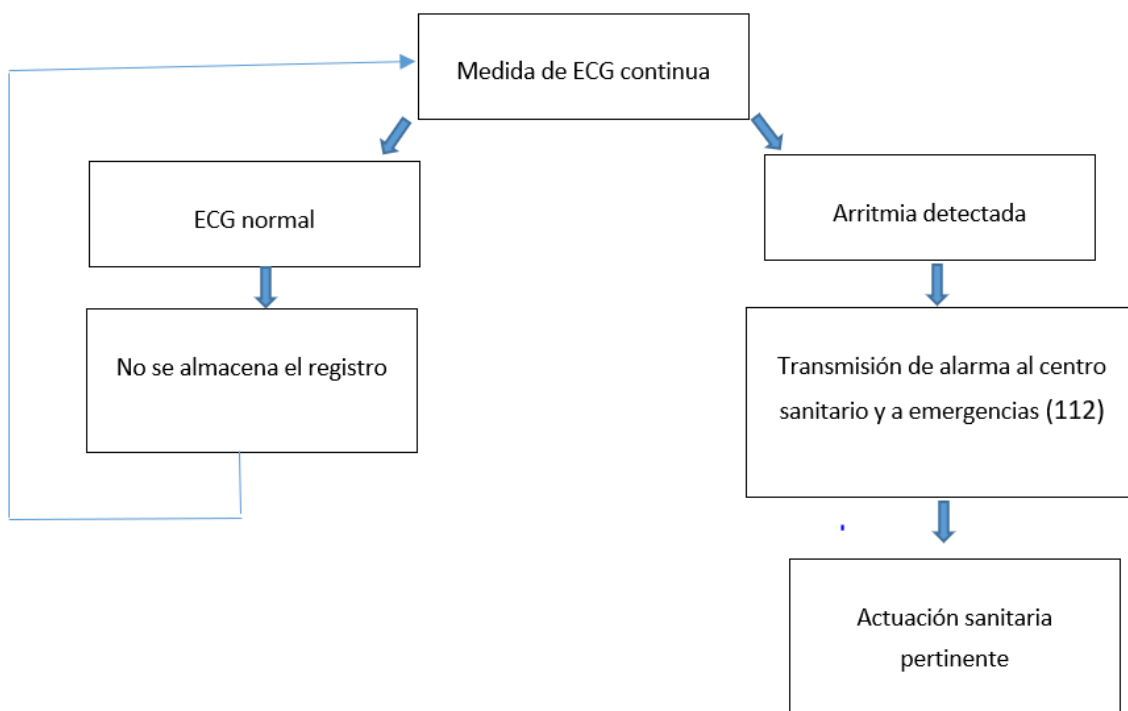


Figura 3. Diagrama de bloques del proceso de uso del dispositivo. (Fuente propia).

2.2. Objetivos

2.2.1. Objetivo general

El objetivo de este proyecto es diseñar un dispositivo que se alimente con técnicas de energy harvesting a partir de la energía del cuerpo humano. Dicho dispositivo realiza medidas de ECG para detectar posibles arritmias cardíacas y enviar un aviso al centro sanitario y emergencias en caso de peligro.

2.2.2. Objetivos específicos

- Conocer el estado del arte de los métodos de energy harvesting a partir del cuerpo humano.
- Desarrollar un sistema de energy harvesting adecuado para el dispositivo de medida de ECG
- Procesado de la señal ECG.
- Programación del algoritmo de detección de la arritmia cardíaca.
- Montaje del dispositivo.

3. ESTADO DEL ARTE DE LAS TÉCNICAS DE ENERGY HARVESTING

El consumo de energía en los dispositivos wearables es muy bajo, lo que los hace ideales para ser alimentados con métodos de energy harvesting. En este capítulo se realiza una revisión del estado del arte en los diferentes métodos de energy harvesting a partir de la energía generada por el cuerpo. La energía llega al cuerpo humano en forma de alimentos. Después de varios procesos bioquímicos, esa energía se convierte en ATP, que es conocida como la moneda energética del cuerpo. La energía contenida en esa molécula se transforma en energía mecánica, térmica y química dentro del cuerpo. Estos tres tipos de energía pueden ser aprovechados mediante distintos métodos para su conversión en energía eléctrica.

El primer sistema de energy harvesting se registró en el año 1826, cuando Thomas Johann Seebeck encontró que se generaba una corriente eléctrica que se forma en un circuito cerrado hecho de dos metales similares cuando se mantienen a distintas temperaturas. A partir de entonces, se inició una línea de investigación de termometría, generación de potencia y refrigeración que dio pie en 1839 a que Edmund Bequerel descubriera el efecto fotovoltaico, que es también un método de energy harvesting basado en la conversión de luz solar en energía eléctrica. Sin embargo, el efecto fotovoltaico no se comprendió y parametrizó del todo hasta el desarrollo de la teoría cuántica de la luz y los sólidos en la década de 1900. La primera placa solar de grandes dimensiones se instaló en 1894 por Charles Fritts, cubriendo una lámina de selenio con una capa de oro [1].

En 1880 aparece el primer sistema de energy harvesting con el que se aprovecha la carga eléctrica generada mediante el efecto piezoeléctrico. Se trata del descubrimiento de los cristales piezoeléctricos por parte de Pierre y Jacques Curie [1].

Durante el siglo XX se amplían los campos de investigación, así como las posibilidades tecnológicas. Sin embargo, en el siglo XXI el energy harvesting recibe mayor atención debido al aumento del uso de dispositivos portátiles de bajo consumo y el creciente interés por encontrar alternativas a las baterías.

3.1. Energía mecánica

La energía mecánica está presente en muchas formas en la naturaleza. El cuerpo humano produce energía mecánica para el movimiento, ya sean movimientos voluntarios como andar, o involuntarios como latidos de corazón o los movimientos peristálticos. Otra forma de energía mecánica en el cuerpo humano es, por ejemplo, la energía del flujo de la sangre en su recorrido por el sistema circulatorio.

Muchos dispositivos pueden convertir vibraciones, movimiento, deformación, presión y tensiones en energía eléctrica. Según cuál sea la fuente de energía mecánica, la aleatoriedad de la producción de energía variará. Según este criterio podemos clasificar las fuentes en tres categorías: energía de vibración aleatoria, energía de flujo constante y energía de movimiento intermitente [2].

Un ejemplo de energía de vibración aleatoria es la energía realizada con el cuerpo de forma voluntaria en un momento concreto, como por ejemplo la rotación del codo. En este caso solo habría disponibilidad de energía en el momento en que se produce el movimiento, es decir, se dispone de energía forma aleatoria debido a la aleatoriedad del evento que la produce. La cantidad de energía extraída depende de la amplitud y la frecuencia de la vibración. Es por ello que la cantidad de energía de vibración aleatoria que se puede extraer es difícil de predecir. Además, a la vibración producida por el cuerpo podría añadirse la vibración del propio dispositivo de energy harvesting.

La energía de flujo constante en el cuerpo humano puede proceder principalmente de dos fuentes distintas: el flujo de sangre por el sistema circulatorio [2] y el flujo de aire por las vías respiratorias [2]. Ambos son relativamente estables, por lo que la cantidad de energía es más predecible de un modo determinista. Aunque en flujo de sangre es continuo y estable, los métodos para aprovechar su energía son altamente invasivos.

La forma más clara de energía de movimiento intermitente producida por el cuerpo humano es la generada al andar. Los pasos pueden considerarse movimientos periódicos mientras andamos, pero la energía solo se puede recolectar en un momento concreto de cada ciclo. Si consideramos un paso como un ciclo, solo cuando el pie está en tocando el suelo podríamos recolectar energía.

Estos tres tipos de energía mecánica presentan distintos grados de aleatoriedad, y por ello tienen distintos niveles de predictibilidad.

Existen distintas tecnologías de recolección de energía mecánica aplicables al cuerpo humano. Las más extendidas son las basadas en piezoelectricidad, electrostática o electromagnetismo. A continuación, se hace un resumen de las técnicas más extendidas.

3.1.1. Generadores piezoeléctricos

El efecto piezoeléctrico es el fenómeno por el cual los materiales piezoeléctricos producen energía eléctrica al aplicarseles una tensión mecánica. Cuando se aplica una tensión mecánica, el material se deforma y muestra un cambio de polarización al distribuirse las cargas positivas y negativas. Como consecuencia de este cambio en la distribución del potencial eléctrico se crea un campo eléctrico en el material. La amplitud del potencial depende de la tensión aplicada, la frecuencia de aplicación de la tensión, geometría del material y el material utilizado [3].

La tecnología más usada para la generación de electricidad usando materiales piezoeléctricos es el cantilever o viga en voladizo con una o dos láminas piezoeléctricas. Durante la vibración, el cantilever puede producir una gran cantidad de tensión mecánica en el material piezoeléctrico. Generalmente se añade una masa en el extremo de la viga para ajustar la frecuencia de resonancia. Así, se induce un voltaje alterno a través de los electrodos conectados al material piezoeléctrico [4].

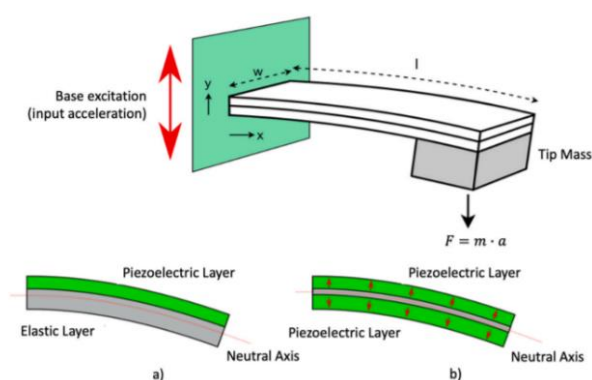


Figura 4. Estructura cantilever de un generador piezoeléctrico unimorfo (a) y bimorfo (b).
(Fuente: [4]).

Otra configuración utilizada es el cymbal. Consiste en dos láminas metálicas entre las cuales se coloca un disco de material piezoeléctrico. En esta configuración, las tapas metálicas refuerzan la resistencia del disco a cargas mecánicas elevadas y permite generar una mayor cantidad de energía que el cantilever, pero su inconveniente es la elevada frecuencia de resonancia [4].

Una línea de investigación activa actualmente se centra en los materiales, que pueden ser inorgánicos, como los ferroeléctricos o los piezocerámicos, orgánicos como los polímeros y compuestos. El tipo de material seleccionado influye notablemente en el funcionamiento del transceptor [4].

3.1.2. Generadores electrostáticos

En el método electrostático, la vibración producida por el movimiento del cuerpo se utiliza para hacer variar la distancia entre dos electrodos de un capacitor que previamente debe de cargarse. El capacitor está compuesto por dos placas, una fija y otra que variará su posición con la vibración haciendo variar la distancia entre placas. Con el condensador cargado, al variar la distancia entre placas variará la capacitancia, lo que produce cambios en el potencial inicial. Estas variaciones de potencial provocan que circule una corriente eléctrica [2].

Existen distintas configuraciones para los transceptores electrostáticos. En la Figura 5 se muestran algunas de ellas [5].

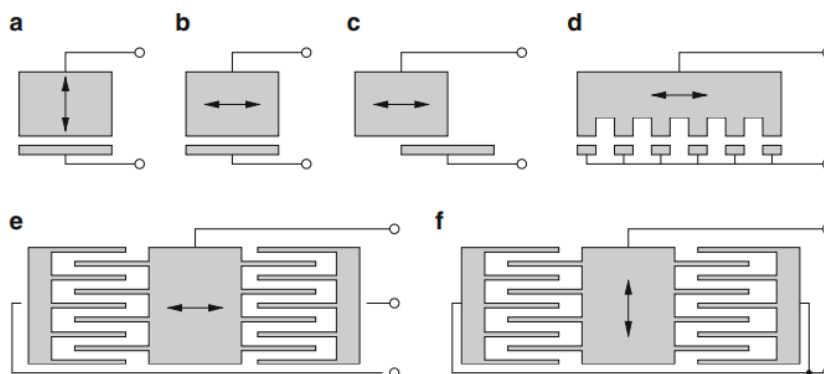


Figura 5. Generadores electrostáticos basados en la variación de capacitancia debida al movimiento. (Fuente: [5]).

El método electrostático presenta una limitación clara, la carga de las placas antes de empezar la recolección de energía. Esto obliga al dispositivo a estar conectado a una fuente de alimentación como una batería u otro sistema de recolección de energía complementario.

3.1.3. Generadores electromagnéticos

La conversión de energía mecánica procedente del movimiento o vibración se basa en la ley de Faraday. La energía eléctrica surge del movimiento relativo entre un conductor y un campo magnético. Generalmente el conductor suele ser una bobina y el campo magnético es generado por un imán. Esta tecnología se ha utilizado para distintas aplicaciones desde el siglo XIX [6].

Para dispositivos wearables, un diseño bastante extendido consiste en el uso del cantilever combinado con una bobina y un imán. El imán se coloca en el extremo del cantilever como masa inercial, y debajo de este se encuentra la bobina en posición fija. De este modo, con el movimiento del cantilever debido a la vibración, el imán va variando su posición dentro de la bobina y generando corriente eléctrica. [5].

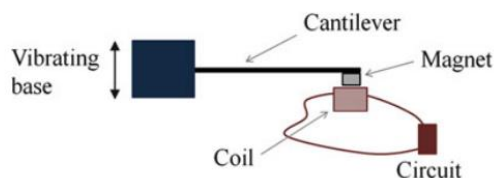


Figura 6. Esquemático de generador electromagnético. Diseño con cantiléver. (Fuente: [5]).

Se han reportado muchos diseños de recolectores de energía a partir del electromagnetismo, en los que puede haber una bobina fija y un imán móvil, como en el ejemplo anterior, o bien el imán está fijo en una posición y es la bobina la que se mueve en respuesta a la vibración. También existen diseños de dobles cantilevers [6].

La cantidad de energía eléctrica de salida depende de la intensidad del campo magnético, el número de espiras de la bobina y la velocidad relativa entre la bobina y el imán [5].

3.1.4. Nanogeneradores triboeléctricos

Los nanogeneradores triboeléctricos son una nueva tendencia en la conversión de energía mecánica a eléctrica. El efecto triboeléctrico ocurre cuando las superficies de dos materiales dieléctricos con diferente afinidad electrónica entran en contacto físico a causa de una fuerza externa. En la superficie interna de los materiales se concentran cargas estáticas de signos contrarios. Si se produce un contacto periódico entre los materiales, la carga en la superficie llega a saturarse, quedando las superficies internas de los materiales cargadas, una con carga positiva y otra con carga negativa. El campo electrostático creado por las cargas triboeléctricas conduce los electrones al exterior, donde se colocan electrodos metálicos que captan los electrones libres. Si se aplica una fuerza de forma periódica para poner en contacto las dos superficies, se consigue una corriente alterna periódica [7].

3.2. Energía térmica

El calor corporal también puede usarse como fuente de energía para alimentar dispositivos. Los generadores termoeléctricos y piroeléctricos producen energía eléctrica a partir de la recolección del calor, o energía térmica, que genera el cuerpo humano. A diferencia de la energía mecánica, que puede recolectarse de forma periódica o espontánea, el calor corporal no presenta en general grandes variaciones en periodos cortos de tiempo, lo que es una ventaja a la hora de alimentar un dispositivo sin baterías. Los generadores termoeléctricos (TEG) y piroeléctricos (PEG) recolectan calor del cuerpo y la convierten en energía eléctrica, pero tienen funcionamientos distintos.

3.2.1. Generadores termoeléctricos

El generador termoeléctrico es un tipo de generador basado en el efecto de Seebeck, según el cual, cuando un semiconductor está sometido a un gradiente de temperatura se crea en él un campo eléctrico.

La configuración más común en este tipo de generadores consiste en la conexión en serie o en paralelo de termopares. Los termopares están compuestos por un semiconductor tipo N en serie con un semiconductor tipo P. El extremo donde se conectan los dos semiconductores está en contacto con la fuente de calor, que puede ser la piel o el aire exhalado. El otro extremo, donde los semiconductores no están unidos a los cables que conectan con el circuito a alimentar. Debido a la diferencia de temperatura entre el extremo caliente, conectado a la fuente de calor, y el extremo frío, se acumularán cargas positivas en el extremo frío del semiconductor tipo P y negativas en el extremo frío del semiconductor N. Así se crea una diferencia de potencial entre los extremos fríos conectados al circuito, hacia donde fluye corriente continua. Para obtener mayor potencia de salida, se conectan termopares en serie o en paralelo formando termopilas [7].

3.2.2. Generadores piroeléctricos

El efecto piroeléctrico ocurre en cristales con capacidad de polarización instantánea [7]. Cuando el cristal se calienta o se enfría, la intensidad de la polarización espontánea cambia debido a la temperatura, lo que lleva a la generación de cargas de polarización en la superficie en una determinada dirección del cristal. A temperatura constante, la intensidad media de la polarización espontánea del dipolo es constante, por lo que no hay flujo de electrones. Es por ello que los generadores piroeléctricos solo pueden recolectar energía cuando la temperatura es cambiante, y por ello son aplicables a pocos escenarios en el cuerpo humano. Sin embargo, si pueden usarse para detectar cambios de temperatura y actividades humanas [7].

3.3. Energía química

Dentro del cuerpo humano se realizan continuamente millones de reacciones químicas, en muchas de las cuales existe transferencia de electrones. Los métodos de recolección y conversión de la energía química del cuerpo humano son la célula de biocombustible y el generador de efecto hidrovoltáico.

3.3.1. Célula de biocombustible

La célula de biocombustible (BFC) es un dispositivo de energy harvesting que utiliza las reacciones de tipo redox que ocurren en organismos vivos para generar electricidad. Dependiendo del catalizador utilizado, se pueden dividir en microbiales y enzimáticas. Las células microbiales utilizan microorganismos como catalizadores, por lo que no se usan en humanos debido al riesgo de infección. Por ello, las células biocombustibles enzimáticas son la principal línea de investigación en la conversión de energía química en humanos.

El principio de generación de potencial se basa en la transferencia de electrones de ánodo a cátodo en una reacción redox. Tomando como ejemplo la glucosa, que sería la sustancia base en el ánodo, tendríamos un catalizador como la glucosa oxidasa, mientras que el cátodo sería el oxígeno y su catalizador sería por ejemplo la lactasa. Se utilizan nanotubos de carbono o polímeros conductores para transportar enzimas biológicas y metales inertes o materiales de carbono como electrodos de base [7].

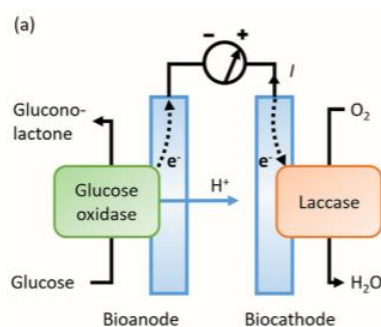


Figura 7. Principio de funcionamiento de la célula de biocombustible. (Fuente [7]).

Cuando los reactivos son suficientes y la actividad enzimática se mantiene constante, este proceso puede producir corriente continua [7].

3.3.2. Generador de efecto hidrovoltáico

El efecto hidrovoltáico es un principio emergente en la ciencia de la energía. Se trata de la conversión de la energía del agua en energía eléctrica a partir de la interacción de nanomateriales con moléculas de agua. La aparición de nanomateriales ha impulsado esta nueva línea de investigación.

Cuando ciertos nanomateriales como nanotubos de carbono o grafeno interaccionan con el agua, ocurren una serie de efectos eléctricos en el material. Se han reportado estudios sobre generación de electricidad a partir de la evaporación de agua y la humedad. Por ejemplo, un nanomaterial de carbono poroso tiene una capa cargada negativamente de forma natural, lo que provocará interacciones eléctricas con los iones del agua [7].

3.4. Tabla resumen de resultados obtenidos con estos métodos.

Energía	Método	Condiciones	Voltaje y/o amperaje	Densidad de potencia	Potencia	Referencia	Autor/a
Mecánica	Piezoeléctrico inorgánico	Láminas finas de PZT bajo una carga de 3.5 g y frecuencia 77.2 Hz.	53.10 V	32 mW/cm ³	0.98 mW	[4]	Yi et al.
Mecánica	Piezoeléctrico orgánico	Nanofibras de PLLA. Potencia generada por el movimiento de la rodilla.	0.55 Voc y 0.230 μ A		19.5 nW	[4]	Pi et al.
Mecánica	Electrostático	Capacitancia variable entre 2 y 10 pF	2.40V		250 μ W	[8]	Kiziroglou (2009)
Mecánica	Electromagnético	Cantilever con imán y bobina, recolección en la pisada del pie al correr, frecuencia 1 Hz			8.5 mW	[9]	Duffy (2004)
Mecánica	Triboeléctrico	Colocado en el centro de gravedad del tronco	428.00 Voc y 1395.00 μ A		1.17 W	[9]	Yang (2013)
Térmica	Termoeléctrico	Generador integrado en la ropa, temperatura ambiente de 5 °C, combinación de 12 termopares.			146.8 nW	[7]	Kim Min-Ki et al.
Térmica	Termoeléctrico	Generador integrado en la ropa, gradiente de temperatura de 50K entre el cuerpo y el ambiente.		3.800 mW/cm ²		[7]	Kim Sun Jin et al.
Térmica	Piroeléctrico	Polímero P(VDF-TrFE), PDMS, y láminas de grafeno, sometido a cambios bruscos de temperatura.	0.40 V			[7]	Lee et al.
Química	Célula de biocombustible	Estructura ánodo-cátodo colocada sobre la piel, recolección de energía a partir del sudor.	0.20 V	1.200 mW/cm ²		[7]	Bandokar et al.
Química	Hidrovoltáico	Lámina de poliamida porosa modificada con grupos hidroxil. Recolección de energía a partir de la evaporación de humedad.	0.52 V	0.246 mW/cm ²		[7]	Li et al.

Tabla 1. Ejemplos de energía recolectada por varios métodos. (Fuente propia)

4. APLICACIONES

La recolección de energía a partir del cuerpo humano, aunque pueda producir poca potencia, tiene muchas aplicaciones potenciales. Las líneas de aplicación más extendidas se centran en la alimentación de dispositivos de uso médico de forma que la energía producida por el cuerpo alimente dispositivos que están en contacto con el mismo. Así pues, son principalmente los dispositivos wearables y los dispositivos implantables los principales candidatos a alimentarse a partir de la recolección de energía. Actualmente aún no se ha extendido el uso de estas tecnologías comercialmente, pero se han reportado un gran número de propuestas y diseños, por lo que es de esperar que en un futuro próximo el uso comercial sea real. La mayoría de diseños para energy harvesting en el cuerpo humano son no invasivos, y muchos de ellos se integran en las prendas de ropa para que el uso del dispositivo sea lo más fácil y cómodo posible.

Cada uno de los métodos expuestos en el capítulo anterior puede tener diversas aplicaciones. En el caso de la recolección de energía térmica, algunos de los diseños reportados son tejidos elásticos hechos a base de fibras termoeléctricas o matrices de unidades termoeléctricas integradas en prendas como camisetas y muñequeras [7].

En cuanto a la recolección de energía mecánica, algunas formas de implantar los métodos explicados son las siguientes: textiles fabricados con fibras poliméricas piezoeléctricas, la integración de láminas piezoeléctricas o capacitores variables en la suela del calzado. También se han reportado diseños de parches cutáneos de materiales piezoeléctricos y triboeléctricos con los que se pueden medir parámetros como la presión sanguínea o el pulso, además de recolectar energía. Existen también relojes y muñequeras con un dispositivo cantiléver con inducción electromagnética que recoge energía de la vibración al hacer deporte [7].

Los métodos de recolección de energía química tienen también posibilidades de uso cotidiano, como, por ejemplo: células combustibles en tejidos para prendas como camisetas o calcetines para recolectar energía a partir del sudor, generadores hidrovoltáicos a base de nanocables de silicio, un wearable autoalimentado basado en la reacción enzimática y el efecto hidrovoltáico en la evaporación del sudor [7].

En cuanto a los dispositivos implantables, solo se han realizado experimentos en animales para extraer energía de los nervios cerebrales, movimientos estomacales, músculos de la pierna y el brazo, el músculo pericárdico, etc. De todos ellos puede extraerse energía, pero el compromiso de bioseguridad y biocompatibilidad impide probar la recolección de energía de forma invasiva [7].

La energía que se recolecta se utiliza para alimentar dispositivos de bajo consumo energético. Estos dispositivos a su vez pueden ser sensores o actuadores, implantables o wearables. Los dispositivos wearables suelen usarse para medir parámetros fisiológicos de forma no invasiva, incorporando sensores de ECG o EMG por ejemplo. Los dispositivos implantables pueden ser utilizados para sensar o como actuadores, como un marcapasos por ejemplo. Según el uso, pueden alimentarse directamente, o se puede recolectar la energía para cargar una batería o un ultracapacitor para alimentar el dispositivo. La Figura 8 muestra algunas de dichas aplicaciones.

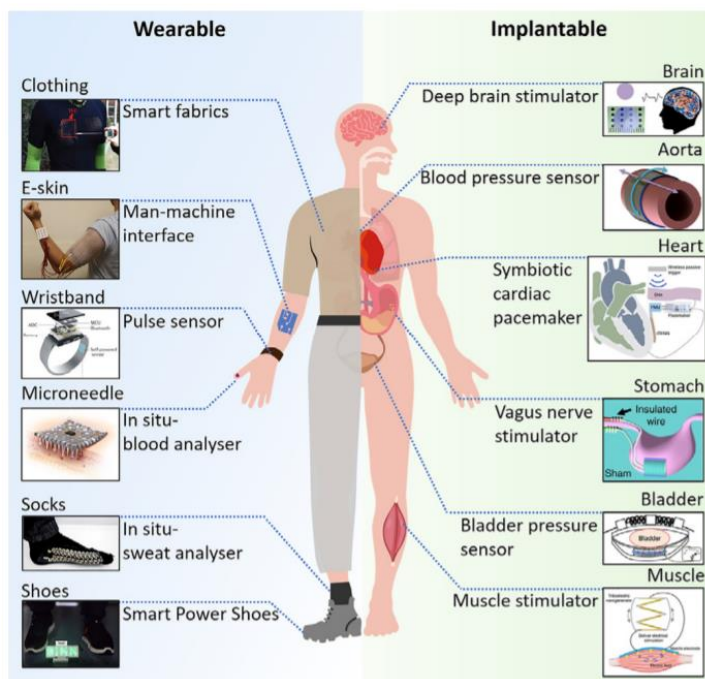


Figura 8. Aplicaciones de recolectores de energía en el cuerpo humano. (Fuente: [7]).

5. MEDIDA DE ECG CON ENERGY HARVESTING

Este trabajo se centra en el diseño de un sistema de energy harvesting para alimentar un sensor wearable de electrocardiografía a partir del propio cuerpo. Para ello, es necesario conocer primero cuales son los componentes que deben alimentarse, los que comúnmente irían conectados a una batería. Como se explicará más adelante, el sistema de energy harvesting seleccionado es un generador termoeléctrico.

5.1. Solución propuesta

El dispositivo propuesto funcionará de la siguiente forma: con los electrodos colocados de forma correcta para medir las derivaciones I, II y III, como se explica en el anexo C, se iniciará la toma de medida ECG. La señal captada por los electrodos pasará en primer término por una etapa de filtrado analógico y llegará al front-end, donde se acondicionará y se convertirá a señal digital. El siguiente paso es enviar esa señal al microcontrolador, donde será analizada por un programa de detección de arritmia. Si no se detecta ninguna arritmia, el funcionamiento se repite. Si se detecta una arritmia, se debe transmitir una alarma a emergencias y al centro médico que ha prescrito el uso del dispositivo, además de activar una alarma sonora que avise al paciente.

El sistema de energy harvesting seleccionado recolectará la energía necesaria para alimentar todo el dispositivo. Para ello será necesaria una unidad de gestión de potencia con un convertidor aumentador o Boost y un convertidor reductor o Buck, además de carga de batería. La energía recolectada a partir del paciente alimentará el circuito y también una batería, de modo que, en caso de no estar recolectando más energía, el circuito se alimentará con la energía almacenada.

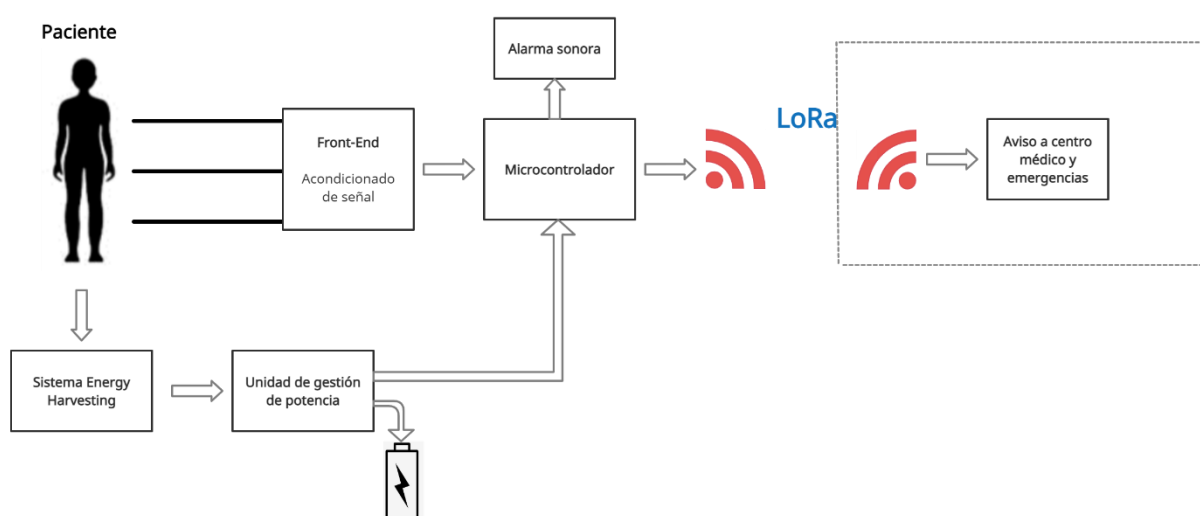


Figura 9. Diagrama de bloques de los elementos consumidores de energía. (Fuente propia)

El criterio para seleccionar los componentes para el dispositivo en este caso es el consumo de energía. Para poder ser alimentados con métodos de energy harvesting es necesario que todos los elementos consuman el mínimo de energía posible. Como muestra el diagrama de bloques de la figura 8, para la transmisión de datos se utilizará la red LoRa. LoRa se clasifica como LPWAN (Low Power Wide Range Networks) por ser una red de bajo consumo y largo alcance. LoRaWAN por su parte es la capa MAC (Medium Acces Control). Actualmente esta red es propiedad de Semtech Corporationn [29].

Como capa física, LoRa controla la modulación, potencia, recepción y transmisión y acondicionamiento de señal. Cubre tres bandas de frecuencia: 915 MHz en EEUU, 868 MHz en Europa y 433 MHz en Asia. La técnica de modulación que utiliza es la CSS (Chirp spread spectrum). Chirps son ondas sinusoidales que crecen o decrecen en el tiempo en una banda de frecuencia fija. Al usar una banda de frecuencia entera, las comunicaciones son robustas en términos de interferencias. Los datos se codifican utilizando frecuencias crecientes o decrecientes y pueden enviarse varias transmisiones a distinta velocidad de datos en la misma frecuencia. Los paquetes de LoRa contienen un preámbulo, una cabecera, y entre 51 y 222 bytes de mensaje o carga útil [29].

Una característica remarcable de la red LoRa es la tasa de datos adaptativa (ADR) que permite escalar la capacidad dinámicamente según la densidad de nodos e infraestructura disponible en las proximidades [29].

La Figura 10 ilustra el protocolo LoRa/LoRaWAN :

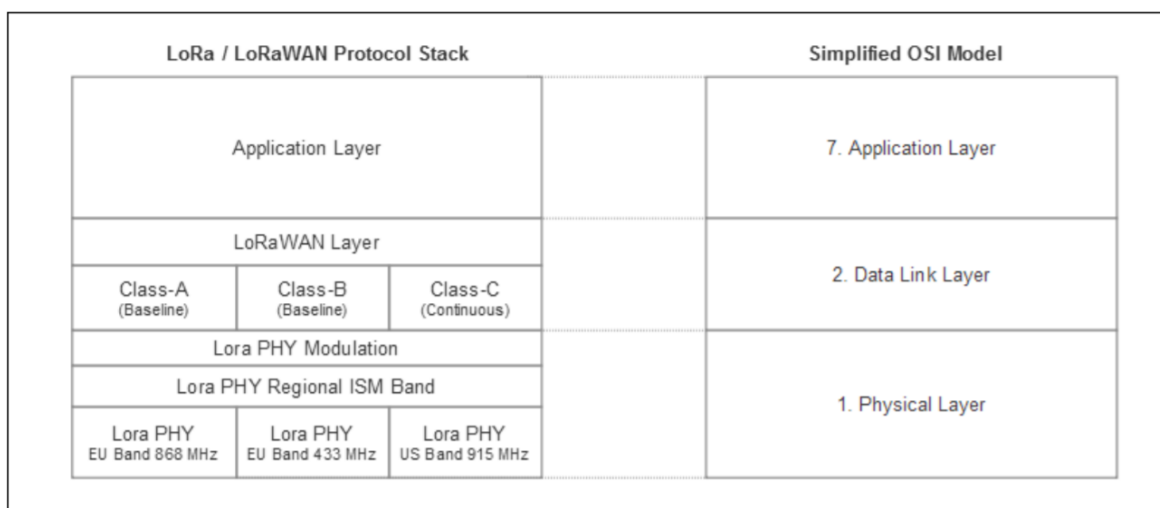


Figura 10. Diagrama de la red LoRa/LoRaWAN. (Fuente: [29]).

LoRaWAN es la capa MAC que está sobre la capa física LoRa. Existen tres protocolos MAC, Clase A, B y C. La diferencia entre ellos reside en un mayor periodo de latencia con menor consumo de energía (Clase A), hasta una menor latencia con mayor consumo (Clase C). LoRaWAN encripta la información siguiendo el modelo AES128. Para acceder a la red de LoRa, son necesarios dos pasos ya que se separan autenticación y encriptación. De este modo, la autenticación usará una clave o contraseña, y los datos del usuario usan otra clave [29].

LoRaWAN se basa en una topología de red en estrella con múltiples gateways, por lo que se le llama topología estrella de estrellas. Esto aumenta la capacidad de la red. Si bien es cierto que no dispone de la cantidad de terminales de los que dispone por ejemplo una red 4G, la topología de LoRa permite comunicaciones en prácticamente todo el continente europeo [29].

5.1.1. Etapa de filtrado y amplificación: Evaluación de solución discreta vs solución integrada

La señal ECG que captan los electrodos conectados al usuario debe ser filtrada para eliminar el ruido y amplificada para usar el fondo de escala del ADC. Para ello, se barajan dos alternativas básicas que son una solución discreta y una solución integrada. El front-end, o etapa de entrada, es un dispositivo donde se encuentran integrados tanto los filtros analógicos como los amplificadores y el convertidor ADC.

Para evaluar la solución discreta, se analizará un circuito simplificado para medidas de ECG. Los componentes son de Texas Instruments, todos ellos de bajo consumo. El esquema del circuito se puede ver en la Figura 11.

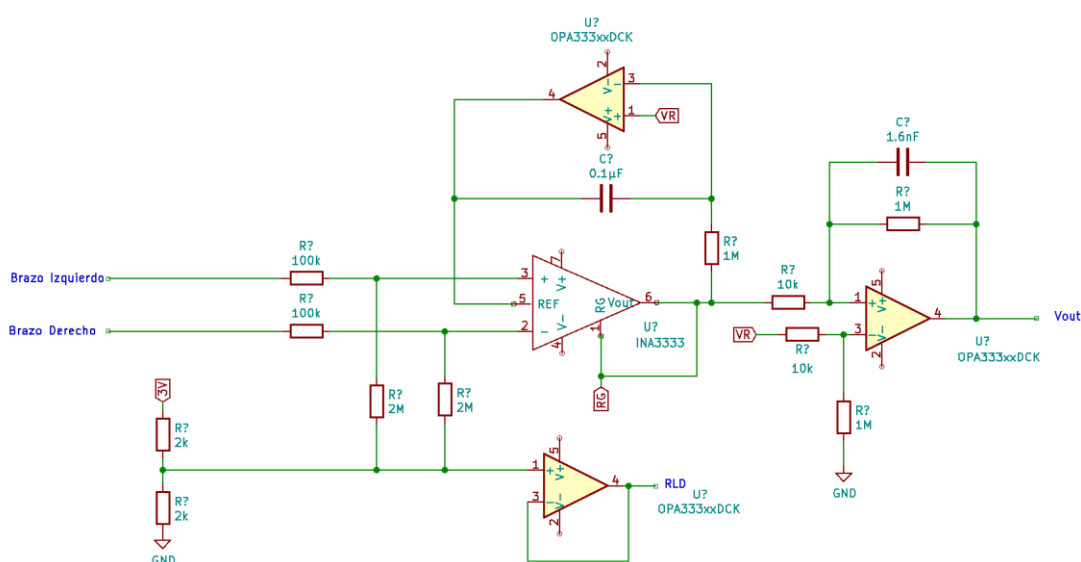


Figura 11. Esquemático de la solución discreta de filtrado y amplificación para ECG. (Fuente propia).

Este circuito incorpora las entradas del brazo derecho e izquierdo, el RLD y el filtrado analógico. Consta de un amplificador integrado, el INA333 [20] y tres amplificadores operacionales, OPA333 [21]. Conectado a este circuito habría un convertidor ADC. El convertidor que se analiza es el ADS131M03 [22] de Texas Instruments que consta de 3 canales de entrada y es de bajo consumo. La Figura 12 muestra el diagrama de bloques del convertidor ADC.

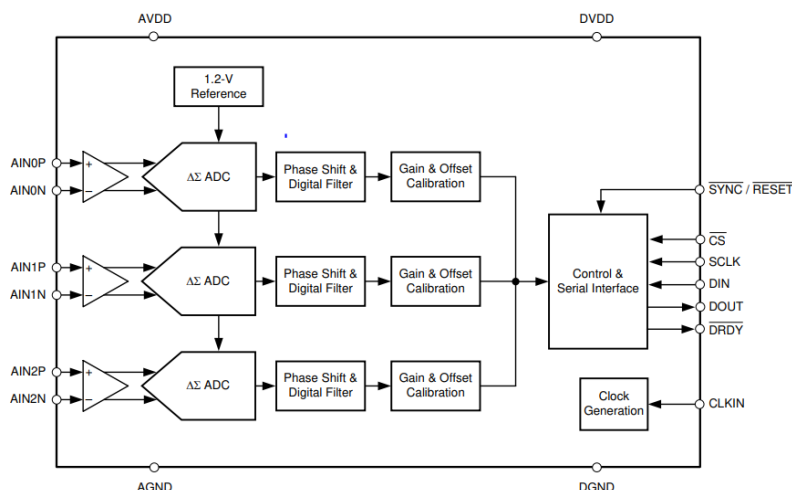


Figura 12. Diagrama de bloques del convertidos ADC ADS131M03. (Fuente [22]).

El consumo del conjunto se recoge en la Tabla 2:

Consumo solución discreta	Consumo típico 3V	Componentes para 3 canales	Total 3 canales
INA333	0,075 mA	3	0,225 mA
OPA333	0,025 mA	9	0,225 mA
ADS131M03 (low power mode)	1,700 mA (AV)+ 0,210 mA (DV)	1	1,910 mA
Total solución discreta =			2,360 mA

Tabla 2. Consumo de la solución discreta para la etapa de filtrado, amplificación y conversión ADC.

La solución integrada contiene el filtrado analógico, la amplificación y el convertidor ADC. Se han comparado dos front-end cuyo diseño es específico para medidas de biopotenciales y de bajo consumo según el fabricante. El primero de ellos es el ADAS1000-3 [23] de Analog Devices. La segunda opción es el ADS1293 [11] de Texas Instruments. Ambos integrados constan de tres canales ECG de entrada, filtrado analógico, circuito de RLD, detección del modo común y convertidor ADC. En la Tabla 3 se muestra el consumo de ambos en modo de alto rendimiento (high-performance) y en modo standby, así como algunas características importantes y prestaciones.

	ADS1293	ADAS1000
Consumo en modo high-performance	1.3 mA	12.6 mA
Consumo en modo stanby	120 μ A	975 μ A
Corriente de polarización	175 pA	400 pA
Tensión de offset	1,3 mV	7,0 mV
CMRR	100 dB	110 dB
Resolución ADC	24 bits	18 bits
RLD	SI	SI
CMDD	SI	SI
Referencia de Wilson	SI	NO

Tabla 3. Comparación del consumo de los front-end integrados ADS1293 y ADAS1000-3.

Comparando el consumo de ambos integrados y teniendo en cuenta que ofrecen prestaciones similares, el ADS1293 es una mejor solución para esta aplicación.

Así mismo, al comparar la solución discreta con la solución integrada vemos como el consumo es más reducido en la solución integrada. Además, usar la solución integrado tiene como ventaja adicional la optimización del espacio.

El front-end integrado escogido es el ADS1293 de Texas Instruments, que está diseñado específicamente para medidas ECG. Su diagrama de bloques interno se muestra en la Figura 13.

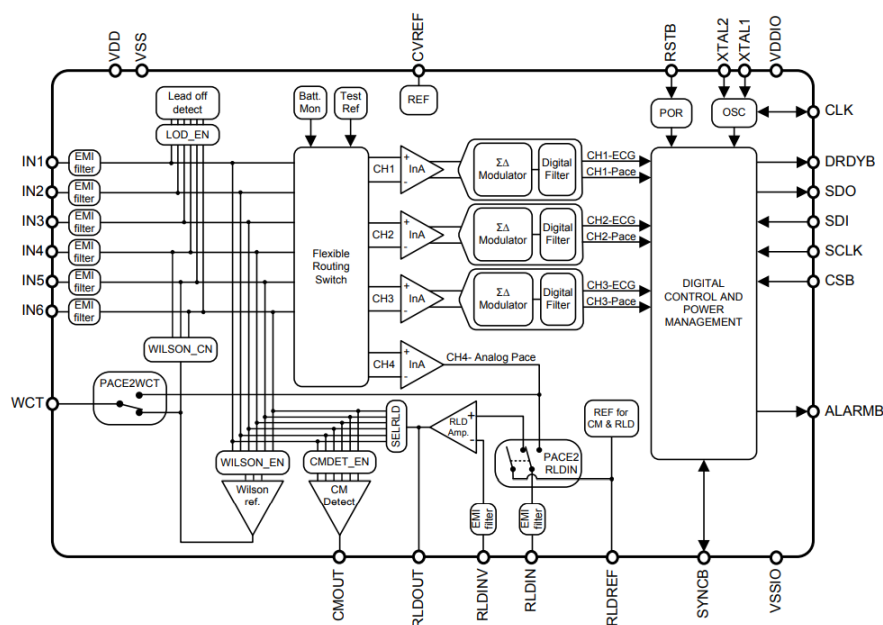


Figura 13. Diagrama de bloques interno del Front-End ADS1293. (Fuente [11]).

El ADS1293 consta de 3 canales con una resolución de 24 bits. Cada entrada cuenta con un filtro de RF para reducir el efecto de las interferencias electromagnéticas (EMI). Un conmutador flexible interconecta las 6 entradas a 4 amplificadores de instrumentación (InA). Después la señal amplificada pasa conversor analógico-digital sigma-delta (AD) y posteriormente al filtro digital. También consta de una salida analógica. Además, consta de terminal de Wilson, circuito de detección del modo común y RLD (right leg drive) [11].

Para analizar el consumo del AD1293 se debe tener en cuenta que puede trabajar en modo low-power o en modo high-resolution.

En la Tabla 4 se especifica en consumo de corriente del conjunto de los 3 canales en distintos modos de operación.

	Condiciones	Consumo típico (μA)
Corriente de alimentación	3 canales, Wilson OFF, RLD OFF, CMDET OFF, LOD OFF, low-power	350
	3 canales, Wilson ON, RLD ON, CMDET ON, LOD ON, low-power, low cap-drive	440
	3 canales, Wilson ON, RLD ON, CMDET ON, LOD ON, high_resolution, low cap-drive	835
	3 canales, Wilson ON, RLD ON, CMDET ON, LOD ON, high_resolution, high cap-drive	960

Tabla 4. Consumo de corriente del ADS1293 según los modos de operación.

Una vez analizado el consumo y concluido que el front-end ADS1293 es mejor opción, cabe destacar que ofrece muchas posibilidades de programación y selección de modos de operación, y que es una solución que ahorra tiempo de desarrollo y reduce el espacio que ocupará en la placa de circuito impreso (PCB). El modo de funcionamiento que se seleccionará para el front-end será el de baja resolución (low-power, low cap-drive), de modo que el consumo final de este bloque es de 440 μA en funcionamiento.

5.1.1.2. Etapa de entrada al Front-End

El front-end ADS1293 incorpora un filtrado digital pasa bajas con una frecuencia de corte programable de 5 Hz a 1280 Hz. La banda de paso característica de la señal ECG es de 0,05 Hz a 100 Hz. Es por ello que se requiere de la etapa de entrada con un filtro pasa altas con una frecuencia de corte de 0,05 Hz. El filtro pasa bajas con frecuencia de corte 100 Hz puede programarse de forma digital en el front-end. Para la etapa de filtrado analógico de paso alto, se ha diseñado un filtro activo de sexto orden. Se han comparado las características más relevantes para la aplicación en 3 OPAM distintos, todos de Texas Instruments, OPA 317 [18], OPA333 [21] y OPA336 [24]. La Tabla 5 recoge dicha comparación.

Parámetro	OPA317	OPA336	OPA333
Consumo de corriente (máx)	35 μ A	36 μ A	28 μ A
Corriente de polarización	300 pA	10 pA	200 pA
Ruido	1,1 μ Vpp	3,0 μ Vpp	1,1 μ Vpp
Ganancia	300 kHz	100 kHz	350 kHz
Slew Rate	0,15 V/ μ s	0,03 V/ μ s	0,16 V/ μ s
CMRR	108 dB	90 dB	130 dB
Tensión de offset (TYP)	20 μ V	60 μ V	10 μ V

Tabla 5. Comparación entre los tres amplificadores operacionales seleccionados.

El OPAM seleccionado es el OPA333 porque cumple con los requisitos necesarios en la medida ECG y su consumo es el menor entre los amplificadores comparados. Así pues, teniendo en cuenta que para cada una de las 3 entradas se colocará un filtro de 6to orden con 3 OPAM. Se ha seleccionado un filtro de sexto orden para eliminar el ruido de baja frecuencia con la mayor precisión posible ya que la señal ECG contiene también segmentos de baja frecuencia que son de interés. Un filtro de menor orden implica un menor filtrado, pero un filtro activo de mayor orden implica a su vez mayor consumo. Buscando un compromiso entre precisión y consumo, se ha elegido el filtro de 6to orden. El consumo del bloque de filtrado de entrada será de $35 \times 9 \mu\text{A} = 315 \mu\text{A}$.

Además del filtro activo, se colocará en cada entrada una protección contra descargas electrostáticas bidireccional para proteger al dispositivo. Esta protección limitará la tensión a 5 V, siendo 6 V el máximo de entrada al front-end. La corriente de fuga es de 1 μ A a 5 V. El dispositivo es el SP1012 de Littelfuse [17].

5.1.2. Microcontrolador: Evaluación de STM32WL55/54xx vs EFM32G

Los tres microcontroladores que se van a evaluar están catalogados como de ultra bajo consumo. El STM32WL55 es del fabricante ST [14], el Geko EFM32G de Silicon Labs [15] y el SAM R34/R35 de Microchip [25].

Los tres microcontroladores cuentan con diversos modos de operación adaptables al uso en cada momento. Cada uno de los modos de operación presenta un consumo distinto y son programables para optimizar el ahorro de energía. El consumo en activo del núcleo de cada uno se compara en la Tabla 6.

	STM32WL55	EFM32G	SAMR34/35
Consumo	72 μ A/MHz	130 μ A/MHz	95 μ A/MHz

Tabla 6. Comparación del consumo de los MCU seleccionados.

Según vemos en la tabla, el microcontrolador STM32WL55 es el que presenta un consumo de base menor. Aunque los tres presentan prestaciones similares, el STM y el SAM cuentan también con la capacidad de usar el protocolo de comunicación de la red LoRa, que es una red de bajo consumo cuyas prestaciones son ideales para la aplicación de este proyecto. De estos dos últimos, el SAM ofrece solo la opción de encapsulado BGA, donde las conexiones con los pines están en la parte inferior del integrado. En el caso del STM, se ofrece también el encapsulado QFN, con los pines a los lados, lo que facilita la soldadura y es preferible cuando el número de pines no es alto. Por ello, entre los tres microcontroladores el seleccionado es el STM32WL55.

El microcontrolador consumirá 2,2 mA funcionando a 16 MHz en modo normal de operación y en modo Stop 2 consumirá 0,0026 mA.

5.1.3. Transmisión de datos: evaluación del transceptor LoRa incluido en el microcontrolador STM32WL vs módulo externo.

El protocolo de red LoRa es una solución para la transmisión de datos con un bajo consumo de potencia. Cuenta con un área de cobertura amplia a nivel mundial. Está diseñado para la transmisión de datos de forma inalámbrica.

El microcontrolador seleccionado cuenta con un transceptor integrado de LoRa. Sin embargo, cabe evaluar la opción de utilizar por separado un módulo externo de LoRa. Para ello, se realiza un estudio del consumo de cada una de las dos opciones.

La banda de transmisión de LoRa en Europa puede ser 433 MHz o 868 MHz. Para la aplicación actual se analiza el consumo de transmisión, pues no está previsto que el dispositivo reciba datos externos.

La Tabla 7 muestra el consumo del transceptor integrado en el MCU STM32WL55 para la transmisión de datos en la banda de frecuencia que emplea el protocolo LoRa-WAN.

Parámetro	Condiciones	Consumo (mA)
Tx (transmisión) low power	433 MHz, 14 dBm, 3.3 V	21
	868 MHz, 14 dBm, 3.3 V	26
Tx (transmisión) high power	433 MHz, 22 dBm, 3.3 V	110.5
	868 MHz, 22 dBm, 3.3 V	120

Tabla 7. Consumo del transceptor integrado en el MCU STM32WL55 para LoRa. Fuente propia.

Para comparar con el transceptor integrado en el microcontrolador, se han seleccionado el módulo RN2483 de Microchip [16]. Este módulo utiliza las bandas de 433 MHz y 868 MHz e iría conectado al microcontrolador para transmitir los datos. La potencia máxima de salida de RF de este dispositivo es de 14 dBm. La Tabla 8 presenta el consumo del módulo RN2483 en cada una de las bandas.

Parámetro	Condiciones	Consumo (mA)
Tx (transmisión)	433 MHz, 14 dBm, 3.3 V	32.9
	868 MHz, 14 dBm, 3.3 V	38.9

Tabla 8. Consumo de transmisión del chip transceptor RN2483. Fuente propia.

Para comparar el consumo cabe tener en cuenta que el chip transceptor RN2483 transmite a 14 dB de potencia, para compararlo con el transceptor integrado debemos fijarnos en el valor de consumo en transmisión a 14 dB. Comparándolos, vemos como el integrado consume 7 mA menos. Además, ofrece la posibilidad de transmitir a mayor potencia si es necesario, por ejemplo cuando el paciente esté en zonas rurales con menor cobertura. Es por ello que la opción elegida para el dispositivo desarrollado en este proyecto es el transceptor integrado en el MCU STM32WL55.

5.1.4. Alarma sonora

Cuando se detecte una arritmia y se mantenga durante 10 segundos seguidos, se activará una alarma sonora para avisar al paciente. Se trata de un generador piezoeléctrico. El dispositivo escogido es de la casa Parallax. La presión sonora es de 80dB a 4 kHz. La corriente es de 1 mA y la tensión de funcionamiento es de 5 Vpp [26].

Como la tensión de funcionamiento del generador piezoeléctricos de 5 Vp-p y la tensión nominal de la batería puede variar entre un máximo de 3,7 V y un mínimo de 3,0 V, es necesario el uso de un driver (modulador de pulso) que sea capaz de activar el generador piezoeléctrico. Se ha seleccionado el LTM8042 [27] de Linear Technology. Su rango de voltaje de entrada es de 3 V a 40 V y consumo 4,2 mA.

En total, en caso de arritmia el consumo de la alarma sonora será de $1 \text{ mA} + 4,2 \text{ mA} = 5,2 \text{ mA}$.

5.2. Cálculo del consumo total del sistema

Una vez seleccionados los componentes, se ha procedido al cálculo del consumo de corriente del conjunto. Para ello, en primer lugar, se han definido los modos de operación en que los componentes trabajarán en cada momento y a continuación se ha calculado la media de consumo del conjunto cuando el consumo es máximo y mínimo. Se distinguen 4 etapas en el funcionamiento. La primera etapa es la de muestreo, en que se está registrando la señal ECG y para ello deben estar activos todos los componentes excepto los involucrados en la transmisión por RF. A continuación, tomadas las muestras, se procede al procesado en el microcontrolador, por lo que el front-end puede ponerse en stand-by. Si no se detecta arritmia, volveríamos a la etapa de muestreo. En caso de arritmia, además de los dispositivos activos en la etapa de procesado, se deben que activar la alarma sonora y el transceptor LoRa. Por último, cuando no se esté utilizando el dispositivo, todos los componentes estarán en modo sleep con el mínimo consumo.

Cálculo de la media de consumo en funcionamiento

Durante el funcionamiento del dispositivo distinguimos 4 etapas:

1. Etapa de muestreo:

-Unidad de gestión de potencia en modo full operating: 0,0009mA. En este modo, la unidad de gestión de potencia tiene el Boost y el Buck activos, por lo que carga la batería y a la vez suministra energía al resto de componentes.

-Filtrado analógico de entrada al front-end: 0,315 mA. Cada uno de los operacionales del filtro paso alto consumo 0,035 mA.

-El front-end está adquiriendo muestras en los tres canales y la configuración de los amplificadores de instrumentación es en alta resolución: 0,440 mA.

- El microcontrolador se encuentra en funcionamiento normal (Run mode) a una frecuencia de 16 MHz: 2,200 mA.

- Periféricos del microcontrolador: contando con 4 periféricos activos (GPIO y puerto de comunicación SPI): 0,032 mA

Consumo total en la etapa 1: 2,78 mA

2. Etapa de procesado:

- Unidad de gestión de potencia en modo full operating: 0,0009 mA.

- Filtrado analógico de entrada al front-end: 0,105 mA.

- Front-end en modo standby: 0,175 mA.

- El microcontrolador se encuentra en de funcionamiento normal (Run mode) funcionando a una frecuencia de 16 MHz: 2,200 mA.

- Periféricos del microcontrolador: se mantienen activos los 4 pines del GPIO: 0,013 mA.

Consumo total en la etapa 2: 2,5 mA

3. Etapa de transmisión:

- Se mantiene la configuración de la etapa 2: 2,500 mA

- Transmisión a 14 dBm en la banda de 868 MHz: 29,330 mA

-Alarma sonora: 5,200 mA

Consumo total en la etapa 3: 37,03 mA

4. Etapa sleep:

-Unidad de gestión de potencia en modo full operating: 0,0009 mA.

- Filtrado analógico de entrada al Front-End: 0,105 mA.

- El microcontrolador se encuentra en Stop2 mode: 0,003 mA.

-Front-End en modo Standby: 0,175 mA.

Consumo total etapa 4: 0,28 mA



La frecuencia de muestreo del ECG se establece en 500 Hz, por lo que el periodo de muestreo será:

$$T_m = \frac{1}{F_m} = \frac{1}{500 \text{ Hz}} = 2 \text{ ms} \quad (1)$$

El front-end puede programarse en modo de adquisición continua leyendo los tres canales en 56 ciclos de reloj. La frecuencia de reloj es 20 MHz. Así, el tiempo de lectura se define como:

$$t_{read} = \frac{1}{20 \text{ MHz}} \times 56 = 2,8 \mu\text{s}$$

El tiempo de lectura tomado para calcular el consumo será de 10 μs para tener en consideración el retardo en la activación del front-end.

La media de consumo se ha calculado en dos modos: cuando no se da la transmisión, que será el consumo medio de prácticamente todo el funcionamiento, y la media con transmisión. Las etapas 1 y 2 tienen una duración de 10 μs cada una, entonces la etapa sleep durará 2 ms – 20 μs = 1980 μs . El consumo medio sin transmisión será:

$$\frac{I_1 \times t_1}{T_m} + \frac{I_2 \times t_2}{T_m} + \frac{I_4 \times t_4}{T_m} = \frac{2.78 \text{ mA} \times 10 \mu\text{s}}{2 \text{ ms}} + \frac{2.5 \text{ mA} \times 10 \mu\text{s}}{2 \text{ ms}} + \frac{0.28 \text{ mA} \times 1980 \mu\text{s}}{2 \text{ ms}} = 0.3 \text{ mA} \quad (2)$$

Cuando se deba realizar la transmisión, se consumirán 37,03 mA que deben sumarse al consumo rutinario.

5.2.1. Selección de la batería

Una vez conocido el consumo medio del sistema, se puede seleccionar la batería que será cargada a través de la unidad de gestión de potencia y alimentará el sistema. Para calcular la capacidad mínima de la batería, teniendo en cuenta el compromiso entre el tamaño y la capacidad, se ha establecido que con la carga completa y un consumo medio de 0,3 mA, debería durar al menos 7 días funcionando 24 horas en la condición de que no se esté recolectando energía y por tanto la batería no se esté cargando. De todos modos, la batería seguiría siendo cargada por el método de recolección de energía, pero es necesario garantizar que el dispositivo funcionará cuando no pueda recolectarse energía. Para calcular la capacidad mínima se considera un factor de seguridad del 20% en el consumo, así el consumo para el cálculo será de 0,36 mA Así pues, la capacidad mínima de la batería será:

$$0,36 \text{ mA} \times 7 \text{ días} \times 24 \text{ h/día} = 60,48 \text{ mA} \cdot \text{h}$$

El valor comercial más próximo al alza son 62 mAh. La batería seleccionada es la CP 1250 A4 de Varta. Su tensión nominal es de 3,7 V. Sus dimensiones son 12,1 mm de diámetro y 5 mm de altura. Es una batería de iones de litio diseñada para aplicaciones médicas.

5.3. Generador termoeléctrico

El método seleccionado para recolectar energía para alimentar el dispositivo es un generador termoeléctrico (TEG). De entre todos los métodos explicados para recolectar energía a partir del cuerpo humano, se ha seleccionado el TEG por ser el más adecuado para el usuario potencial del dispositivo. Los métodos basados en la recolección a partir de energía mecánica requieren que el paciente esté en movimiento. Esto presenta dos inconvenientes; los potenciales usuarios del dispositivo serían personas con problemas cardíacos, por lo que no cabe esperar una actividad física constante. Además, la cantidad de energía mecánica que se pueda aprovechar es muy difícil de predecir. En cuanto a los métodos de aprovechamiento de energía química, las técnicas no invasivas se encuentran en proceso de desarrollo, por lo que no son adecuadas para este proyecto.

Se ha seleccionado el generador TEG por ser una alternativa con un aporte de energía más predecible y constante. El generador termoeléctrico funciona basándose en la diferencia de temperatura entre la superficie cutánea del paciente y el ambiente. Como se ha explicado anteriormente, el generador TEG produce energía eléctrica por el efecto Seebeck, por el que se crean pares de electrón-hueco debido a la diferencia de temperatura entre un semiconductor tipo P y uno tipo N. En la Figura 14 (a) se muestra la estructura clásica de un TEG.

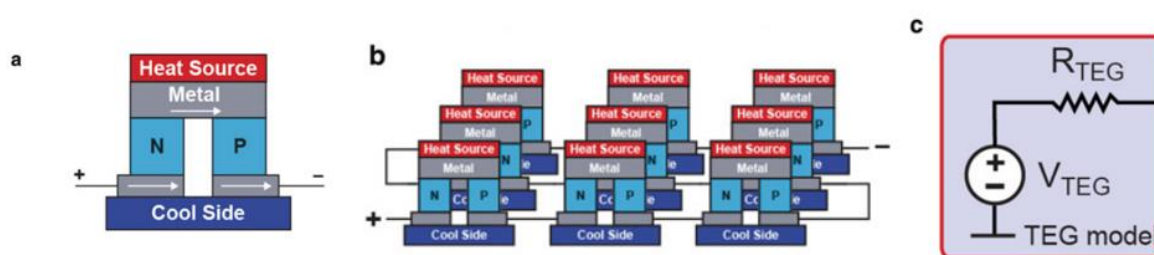


Figura 14. Estructura del TEG (a). Conexión de varios TEG eléctricamente en serie y térmicamente en paralelo (b). Modelo eléctrico del TEG (c). (Fuente [3]).

El potencial eléctrico creado está relacionado con el gradiente de temperatura (ΔT) y el coeficiente de Seebeck del material utilizado según la ecuación 3 [3].

$$V_{TEG} = S \times \Delta T \quad (3)$$

La figura de mérito (ZT) de un generador TEG se utiliza para indicar su eficiencia. La ecuación 4 muestra la expresión de ZT donde σ es la conductividad eléctrica del material, K es la conductividad térmica, S es el coeficiente de Seebeck y T es la temperatura absoluta del material [3].

$$ZT = \frac{S^2 \times \sigma \times T}{K} \quad (4)$$

En general, la calidad de un material termoeléctrico se caracteriza por su alta conductividad eléctrica y térmica, pues la combinación de ambas contribuye a una mayor eficiencia de conversión termoeléctrica. Según la ecuación 4, al aumentar la conductividad térmica del material (K), decrece la eficiencia del generador TEG (ZT). Esto implica que el material no debe transferir el calor a los lados del TEG para mantener la diferencia de temperatura [3].

Otro parámetro importante en un generador termoeléctrico es su resistencia interna puesto que limita la potencia extraíble. Para bajos gradientes de temperatura, como es el caso del cuerpo humano, los cambios de resistencia son negligibles [3].

Para que un generador TEG funcione con la mayor eficiencia cuando se aplica al cuerpo humano, es necesario el uso de un disipador de calor que mantenga una adecuada diferencia de temperatura a lo largo del generador TEG. El disipador de calor se coloca en el lado frío del generador TEG para aislarlo del calor proveniente del lado caliente. Para diseñar un disipador apropiado para el energy harvesting a partir del calor corporal se puede aplicar la ecuación 5 para calcular la resistencia del disipador de calor ($1/K$), donde n es la eficiencia del TEG, ΔT es la diferencia de temperatura a lo largo del generador TEG y P_L la potencia de salida de la carga.

$$\frac{1}{k} = \frac{\Delta T \times n}{P_L} \quad (5)$$

Para extraer la máxima potencia del generador TEG a partir del calor corporal, existen requerimientos eléctricos y térmicos. La resistencia térmica de la piel debe coincidir con la del aire para asegurar la máxima transferencia de calor, relacionada con el disipador de calor. Similar a la resistencia térmica, la resistencia eléctrica de la carga debe coincidir con la resistencia interna del generador TEG (R_{TEG}). Esto ocurre cuando el voltaje de salida es $V_{TEG}/2$. La potencia máxima se obtiene con la ecuación 6.

$$P_{out, \text{máx}} (TEG) = V_{TEG}^2 / 4R_{TEG} \quad (6)$$

5.3.1. Solución propuesta

El diseño escogido para esta aplicación es una muñequera compuesta de pequeñas placas termoeléctricas con espuma de cobre como disipador del calor. Este diseño fue propuesto en 2018 por varios investigadores y publicado en un artículo en el IEEE. Actualmente no se comercializa. La dificultad para encontrar un generador comercializado para esta aplicación se debe a que la diferencia de temperatura entre la superficie del cuerpo y la temperatura ambiente no es suficiente para generar un potencial aceptable, por lo que la búsqueda se ha centrado en diseños propuestos en investigación.

La solución que se propone se muestra en la Figura 15.

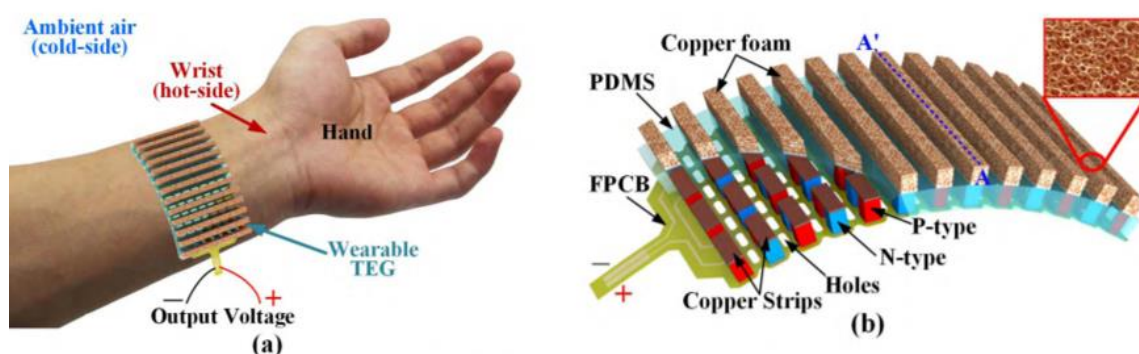


Figura 15. Muñequera (a) y estructura interna del generador TEG (b). (Fuente [28]).

La imagen muestra el diseño estructural del generador TEG con espuma de cobre. La muñequera está compuesta por un total de 52 pares termoeléctricos tipo P y tipo N en forma de cuboides distribuidos en 13 filas cada una compuesta por 4 termopares. Los pares están soldados a tiras de cobre de la placa de circuito flexible (FPCB). El conjunto va encapsulado en polímero PDMS para la protección del generador TEG frente a daños mecánicos y para concentrar la transferencia de calor y mejorar así la eficiencia. Las tiras de espuma de cobre están conectadas al lado frío de cada fila de termopares por una capa aislante térmica (TIL) como se ve en la Figura 16 (a) [28].

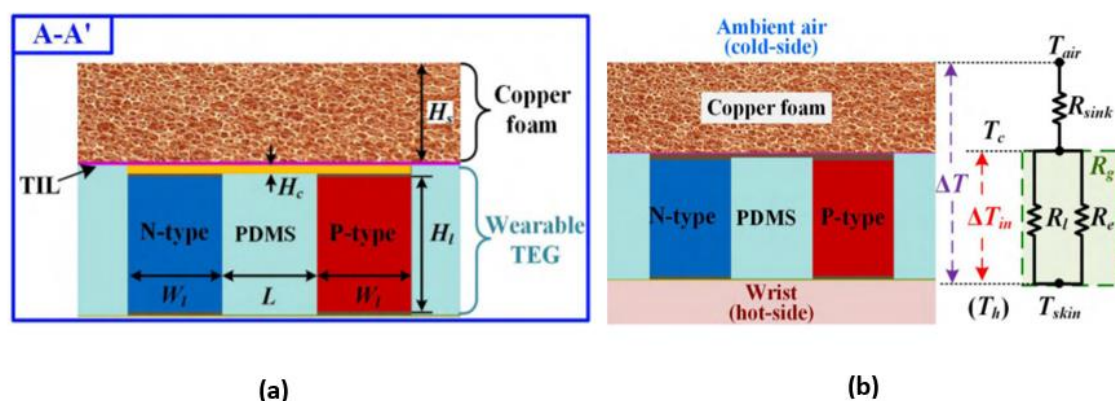


Figura 16. (a) Vista de sección del TEG. (b) Modelo de resistencia térmica del TEG. (Fuente [28]).

La Figura 16(b) muestra el modelo de resistencia térmica del TEG en conjunto con la espuma de cobre. En cuanto a los materiales, el material tipo P seleccionado es $\text{Bi}_{0.5}\text{Sb}_{1.5}\text{Te}_3$ y el material tipo N es $\text{Bi}_2\text{Se}_{0.5}\text{Te}_{2.5}$. Ambos materiales han sido seleccionados por sus altas figuras de mérito (ZT) a temperatura ambiente.

En el diseño de este TEG se ha utilizado un disipador de calor de espuma de cobre de una altura de 4,0 mm, porosidad del 91% y densidad porosa (PPI) de 30.

El voltaje de circuito abierto V_{oc} generado por el TEG se calcula como [28]:

$$V_{OC} = \Delta T_{in} \times N_l \times (\alpha_P - \alpha_N) \quad (7)$$

Donde N_l es el número de pares, ΔT_{in} es el incremento de temperatura dentro del TEG y α_P y α_N son los coeficientes de Seebeck del tipo P y tipo N respectivamente, medidos y ajustados por método de segundo orden [28].

La Tabla 9 muestra los valores del coeficiente de transferencia de calor (h_1) y la resistencia térmica (R_{sink}) del TEG. Con ellos, se puede calcular el gradiente de temperatura interno del TEG (ΔT_{in}).

Disipador de calor de espuma de cobre		
ΔT (K)	h_1 (W/m ² K)	R_{sink} (K/W)
5	3.02	271.48
10	4.29	191.41
15	5.51	148.80
20	6.70	122.38
25	7.86	104.42
30	8.97	91.43
35	10.05	81.61
40	11.09	73.95
45	12.10	67.80

Tabla 9. Coeficiente de transferencia de calor y resistencia térmica del TEG en función del gradiente de temperatura. (Fuente [28]).

Una vez calculado ΔT_{in} , se puede calcular la tensión de salida V_{oc} a partir de la ecuación 7, donde N_i son 52 termopares y los coeficientes de Seebeck puede calcularse sustituyendo T en la aproximación de segundo orden por la temperatura absoluta, 273K. De este modo se ha obtenido el gráfico de la Figura 17 que representa la tensión de salida en función del gradiente de temperatura.

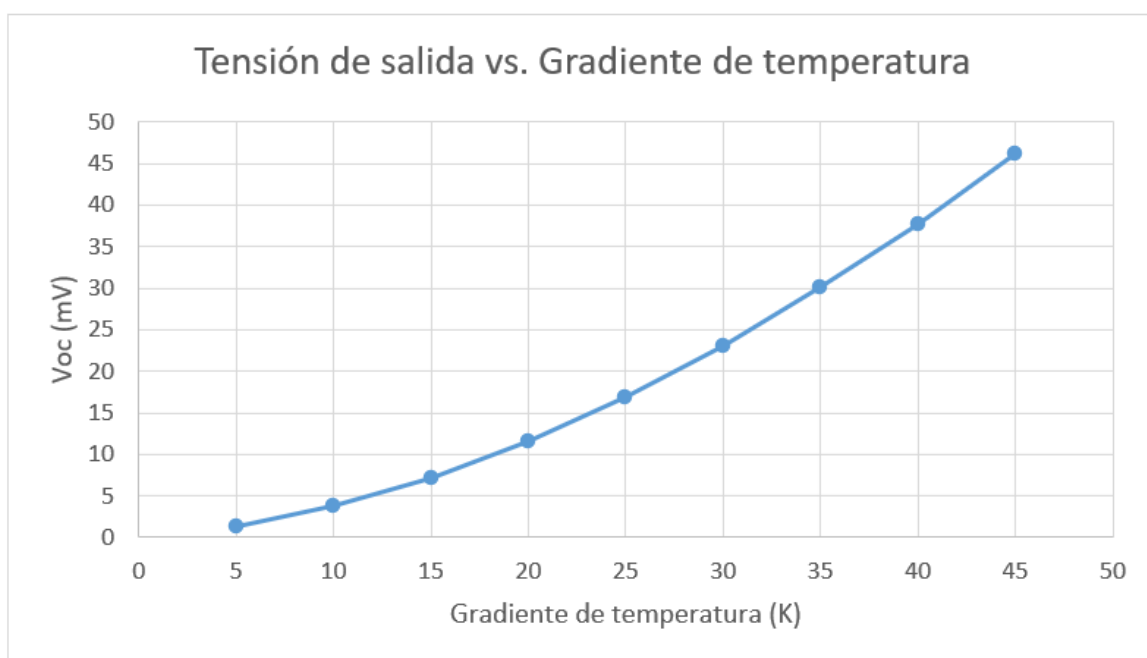


Figura 17. Gráfico de la tensión de salida en función del gradiente de temperatura en el generador TEG. (Fuente propia).

5.3.2. Unidad de gestión de potencia: evaluación de PMU.

La unidad de gestión de potencia (*Power Management Unit*) es un dispositivo cuya función es gestionar la potencia que se extrae del dispositivo de recolección de energía para cargar la batería o condensador que alimentará el dispositivo ECG. La unidad de gestión de potencia seleccionada es el dispositivo BQ25570 de Texas Instruments [19], cuyo diseño es específico para la extracción de potencia (μW a mW) generados por fuentes con una alta impedancia de salida en corriente continua. Como se explicará posteriormente, el sistema de recolección de energía escogido para este proyecto es un generador termoeléctrico, por ello el BQ25570 es adecuado para este propósito.

El BQ25570 incluye un convertidor DC-DC elevador (Boost) que se encarga de elevar la tensión generada por el generador TEG y un convertidor DC-DC reductor (Buck), cuya función es la alimentación de otros dispositivos a partir de la potencia extraída.

En la Tabla 10 se recoge el consumo de los posibles modos de operación.

Modos	TYP	MAX (25°C)	MAX (-40 A 85°C)	UNIT	Condiciones	Operación
Full operating mode	488	700	900	nA	VIN_DC=0, VSTOR=2.1V	Boost y VBAT_OK y BUCK activados
Partial stanby mode	455	615	815	nA		Boost y VBAT_OK activados y buck desactivado
Ship mode	1	5	30	nA		Boost (PFET entre VBAT y VSTOR off), Buck y VABT_OK desactivados

Tabla 10. Consumo de los distintos modos de operación del BQ25570.

5.4. Descripción detallada del funcionamiento

El dispositivo consta de tres partes diferenciables:

- Caja: la placa PCB de encapsulará en una caja de la cual salen los cables de conexión con los electrodos y con la muñequera. Esta caja podrá sujetarse al pecho mediante una banda de velcro para usar el dispositivo. En la caja cerrada se verán tres luces LED, una roja, una amarilla y una verde, y dos botones, un botón ON/OFF y un botón START.

- Muñequera: la muñequera estará conectada a la caja mediante los cables positivo y negativo que irán dentro de una única funda. La muñequera se entregará con una banda de velcro para poder ajustarla a la muñeca.
- Electrodo: se entregarán al paciente electrodos de tipo parche de un uso. Los cables que se conectan a los electrodos tendrán pinzas de conexión con estos. Cada cable llevará indicado a qué electrodo debe conectarse con las siglas BD (brazo derecho), BI (brazo izquierdo), PD (pierna derecha) y PI (pierna izquierda).

El funcionamiento por bloques es el siguiente:

-Botón ON/OFF: un único botón enciende y apaga el dispositivo. Si se presiona una única vez, el dispositivo se enciende. Si se presiona durante 3 segundos, el dispositivo se apaga.

-Encender dispositivo: cuando se ha presionado el botón de ON, el microcontrolador inicializa los periféricos y se pone en modo Stop2. A continuación se activa para leer VBAT. En función de la lectura:

Si la batería se encuentra por encima del 80% de capacidad, se encenderá el LED verde y el microcontrolador activará el front-end en modo standby y la unidad de gestión de potencia en modo partial-mode ya que no es necesario seguir cargando la batería a partir del TEG. Después el microcontrolador volverá al modo Stop2.

Si la batería se encuentra entre el 80% y el 20 % de capacidad, se encenderá el LED amarillo. Si se encuentra entre el 20% y el 10% se encenderá un LED rojo. En ambos casos el microcontrolador activará el front-end en modo standby y la unidad de gestión de potencia en full-operating mode para que la batería se cargue a la vez que se alimenta el dispositivo. Después el microcontrolador volverá al modo Stop2. Si la batería se encuentra por debajo del 10%, el LED rojo se encenderá durante 5 segundos y el dispositivo se apagará.

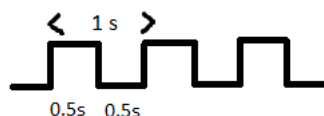
La lectura de la batería se repetirá cada 60 segundos.

-Botón START/MUESTREO: una vez ya se ha encendido el dispositivo, para comenzar el registro de la señal ECG se debe pulsar el botón START. La frecuencia de muestreo es de 500 Hz, por lo que el periodo de muestreo es de 2 ms. El microcontrolador entrará en modo Run, activará el front-end y le pedirá una muestra. El front-end adquirirá la muestra. Este proceso dura 10 μ s. A continuación, el microcontrolador lee la muestra, proceso que toma otras 10 μ s, pone el front-end en modo standby y almacena la muestra. El número de muestras que almacena hasta que se procesan por el código de detección de arritmia son 1670 muestras. Estas muestras corresponden a dos latidos completos cuando el ritmo cardíaco es de 100 latidos por minuto, que es el límite al alza de un ritmo normal. Si se han almacenado 1670 muestras, se envían al código de detección de arritmia.

Si no tienen todas las muestras, el microcontrolador vuelve al modo Stop2 durante 1980 μ s, cuando se inicia el siguiente periodo de muestreo y el timer volverá a activar el microcontrolador en modo Run para repetir el proceso.

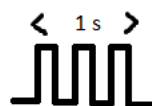
Al pasar las muestras por el código de detección de arritmia, si no se detecta arritmia, el registro se borrará y el microcontrolador volverá al modo Stop2. Si se detecta la primera arritmia, un contador sumará 1, y el registro de la señal se borrará. Cuando llegue el siguiente registro, si se detecta arritmia el contador sumará 1 de nuevo, de modo que cuando el contador haya sumado 5, se enviará el aviso de arritmia detectada. Así, para enviar el aviso se deben de haber registrado 10 latidos anómalos consecutivos. El aviso de arritmia se envía a emergencias y al centro médico del paciente. Al paciente se le avisa de la situación con una alarma sonora. Cuando se envía una señal con la red LoRa, el gateway que recibe la solicitud de envío en esa red manda de vuelta al dispositivo un código para usarla. Cuando llegue este código al dispositivo, significará que la comunicación ha sido efectiva y los servicios de emergencias han sido avisados. Por ello, se establecen dos modos de alarma sonora:

-Alarma sonora con pitido de transmisión: cuando se envía la señal desde el dispositivo al gateway el pitido será como:



Si se ha recibido respuesta del gateway, este pitido sonará durante 30 segundos avisando al paciente de que se ha detectado la arritmia y se ha enviado el aviso.

-Alarma sonora con pitido de no recepción: Si han pasado 30 segundos desde el envío de solicitud de transmisión y ningún gateway ha respondido, un pitido distinto avisará al paciente de que no se ha podido enviar el aviso. El pitido sonará como:



6. ESQUEMÁTICO

A continuación se presenta el esquemático de cada una de las partes.



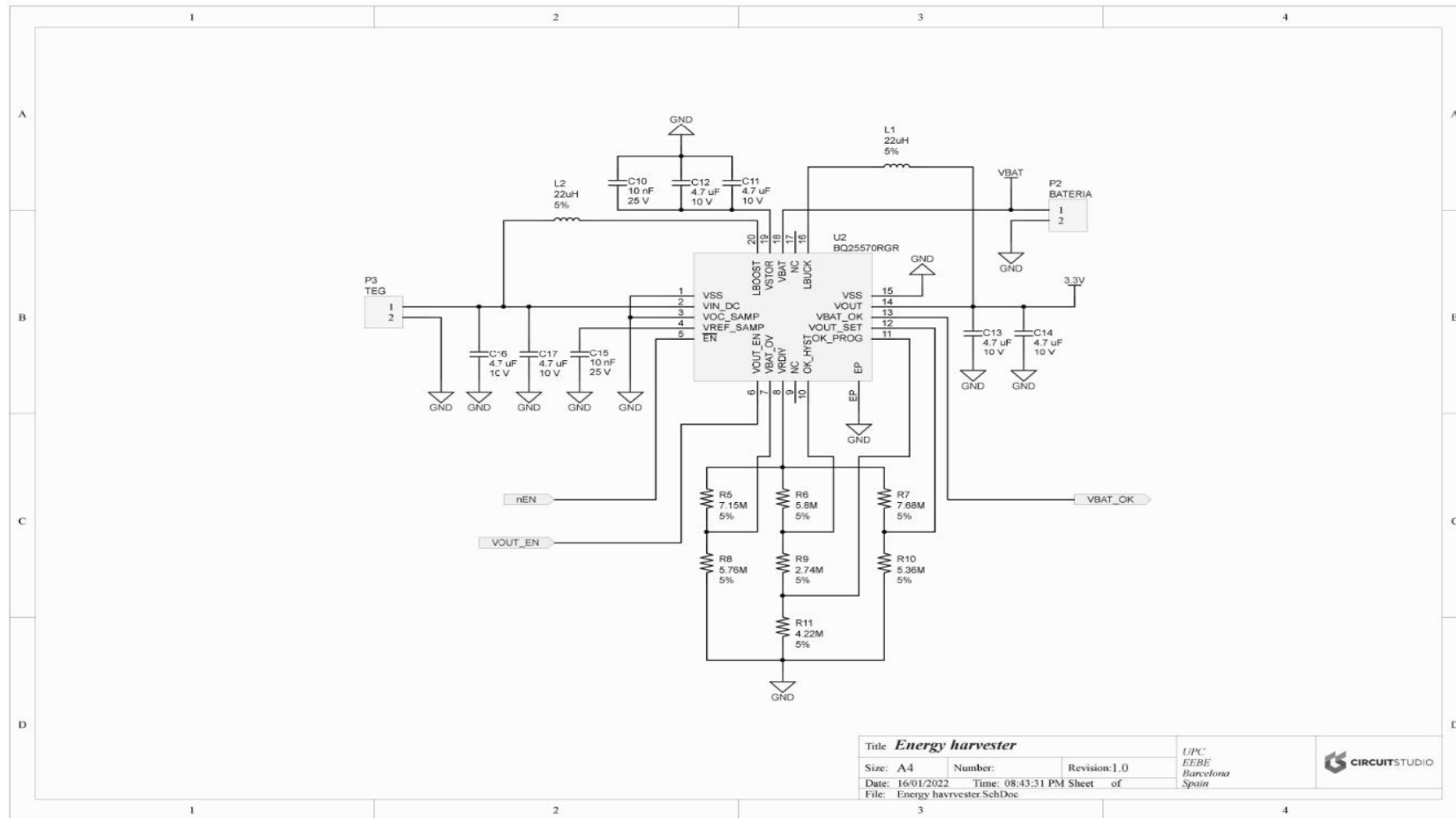


Figura 18. Esquemático de la unidad de gestión de potencia. (Fuente propia)

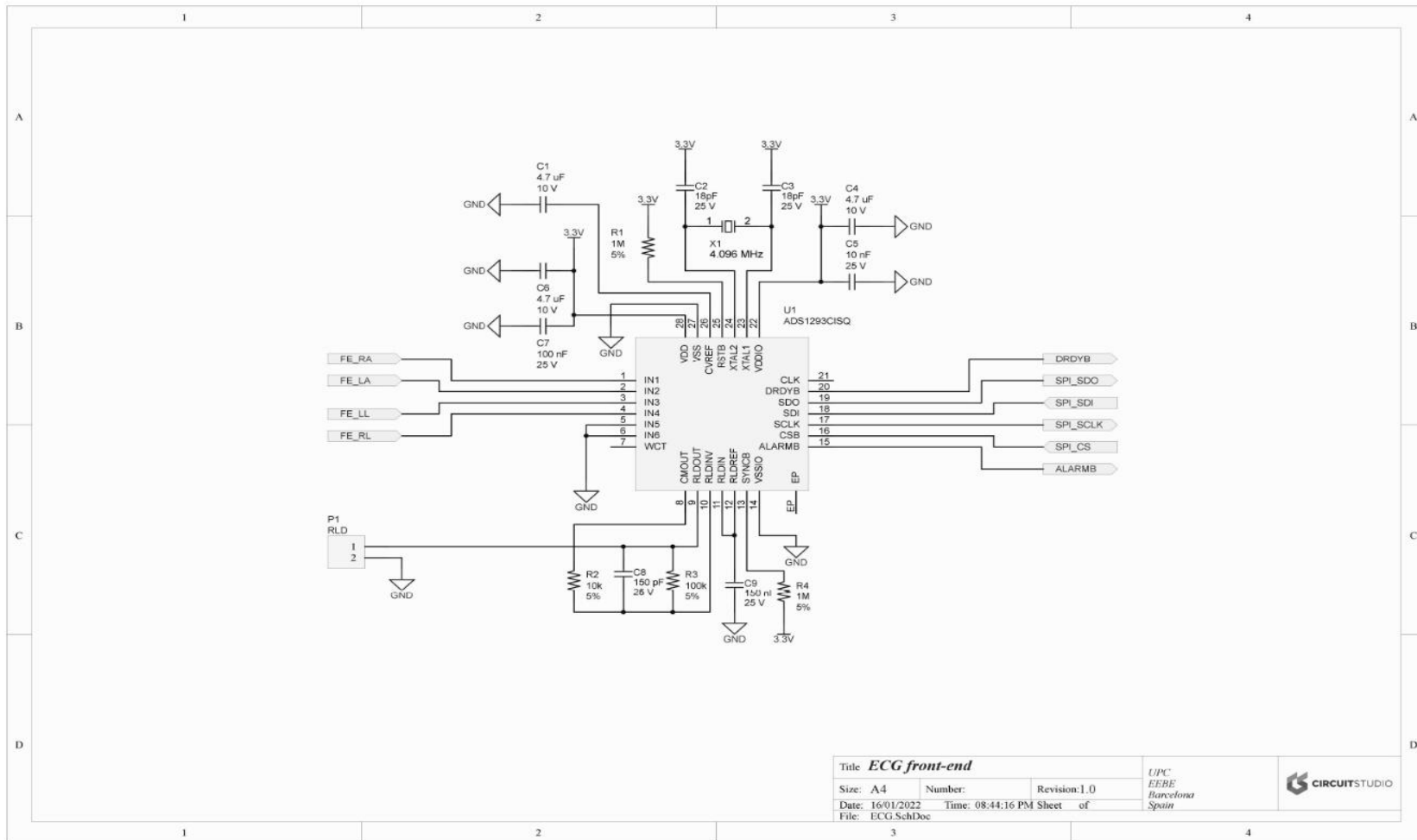


Figura 19. Esquemático del front-end para medida ECG. (Fuente propia).



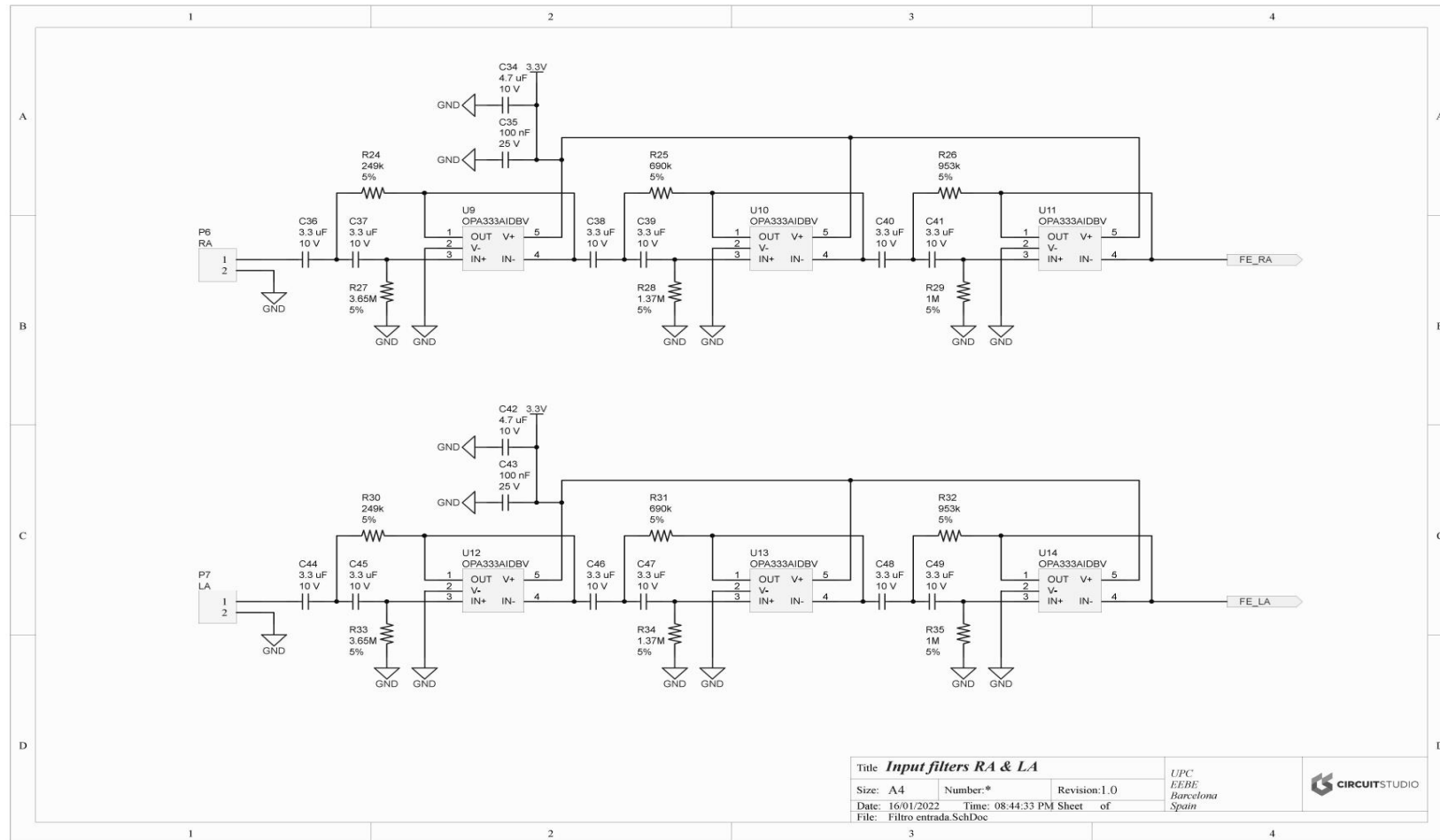


Figura 20. Esquemático del filtrado de entrada al front-end para brazos derecho e izquierdo. (Fuente propia).

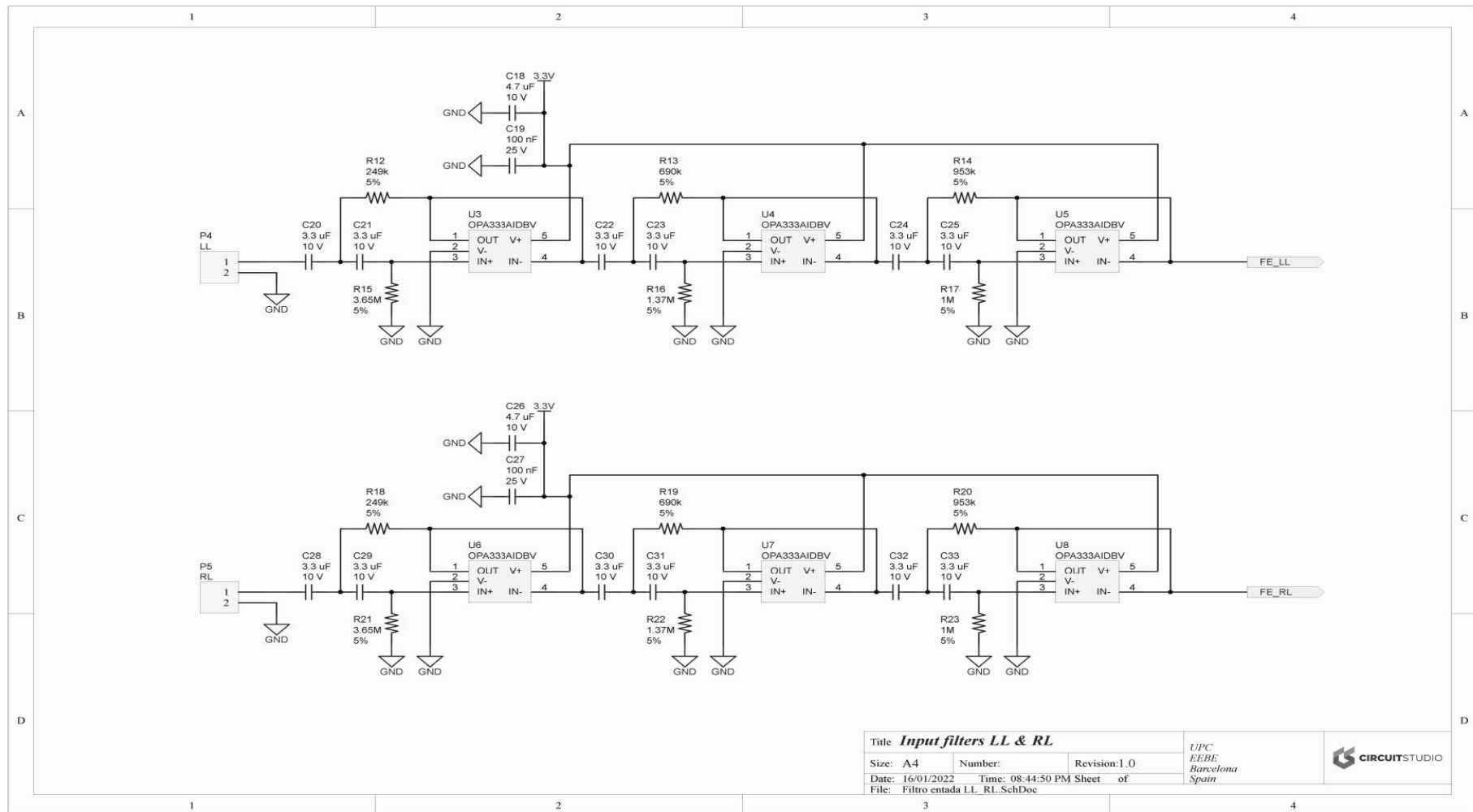


Figura 21. Esquemático del filtrado de entrada al front-end para piernas derecha e izquierda. (Fuente propia).

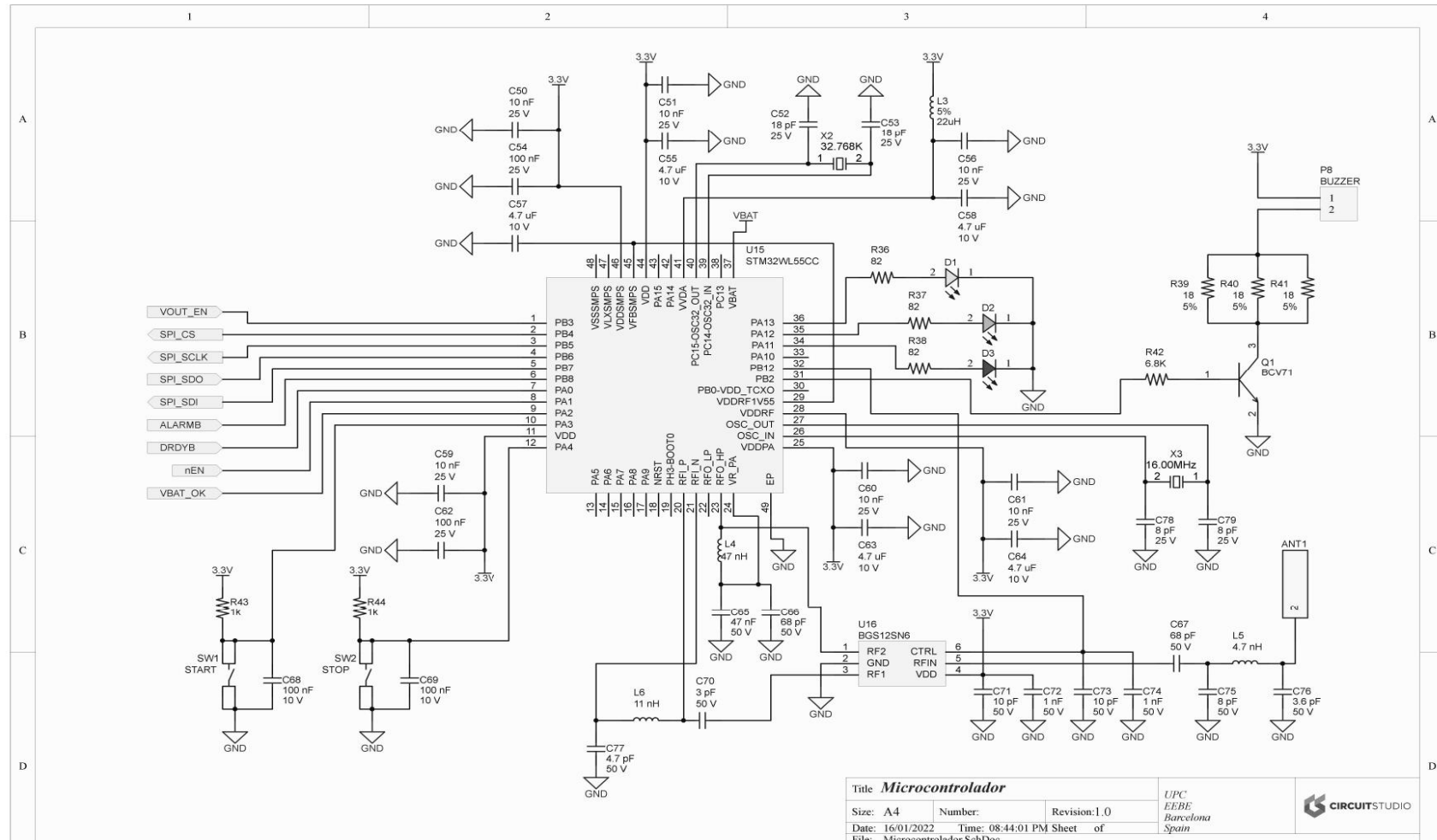


Figura 22. Esquemático del microcontrolador. (Fuente propia).

7. LAYOUT

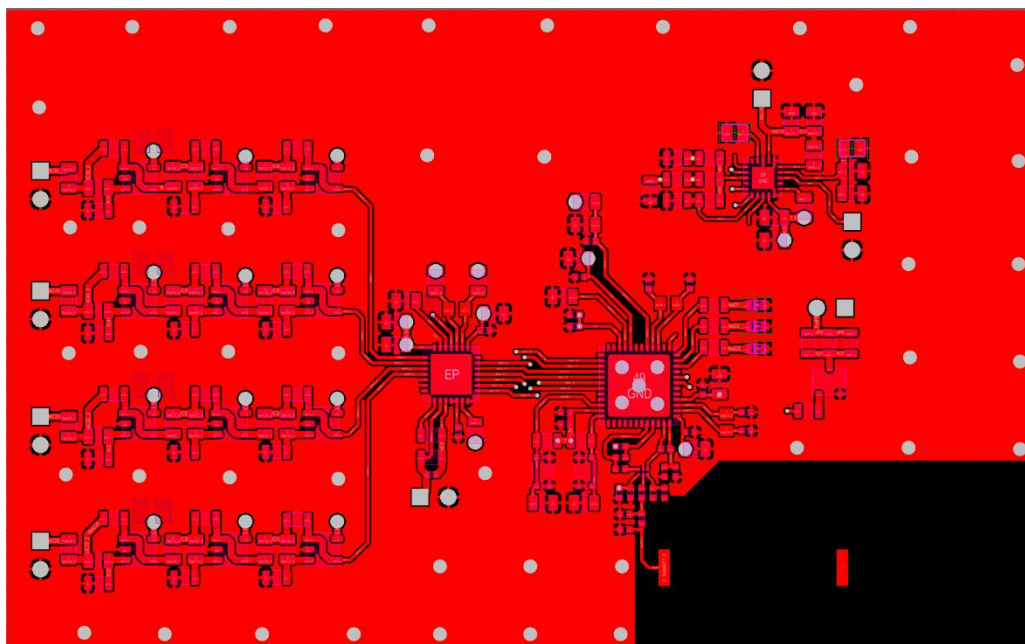


Figura 23. Top overlay de la placa de circuit impreso (PCB). (Fuente propia).

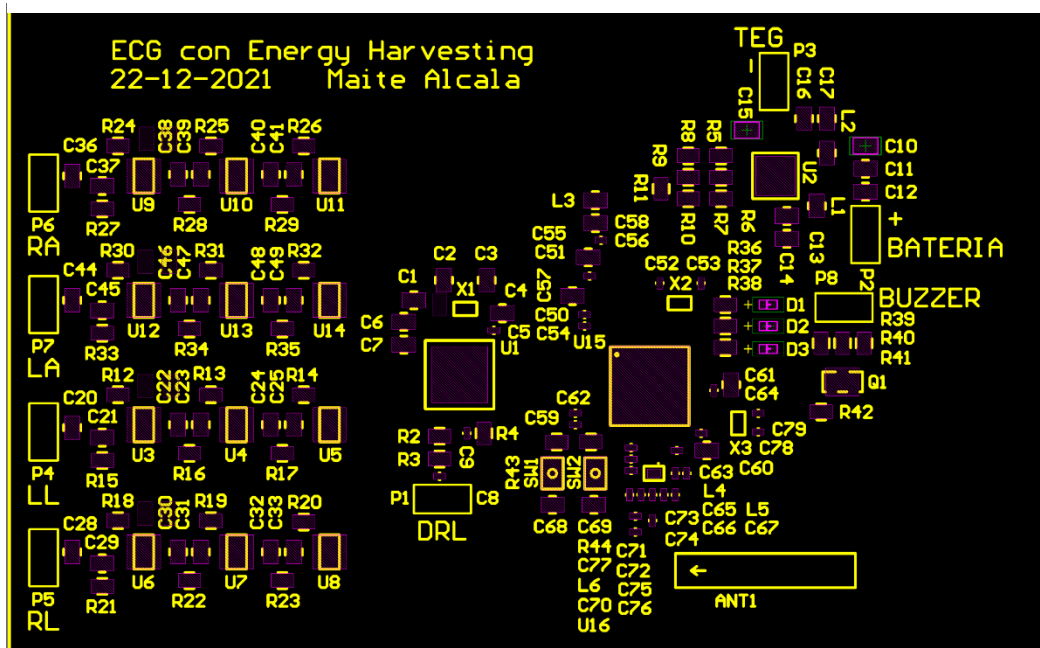


Figura 24. Top layer de la placa de circuit impreso (PCB). (Fuente propia).

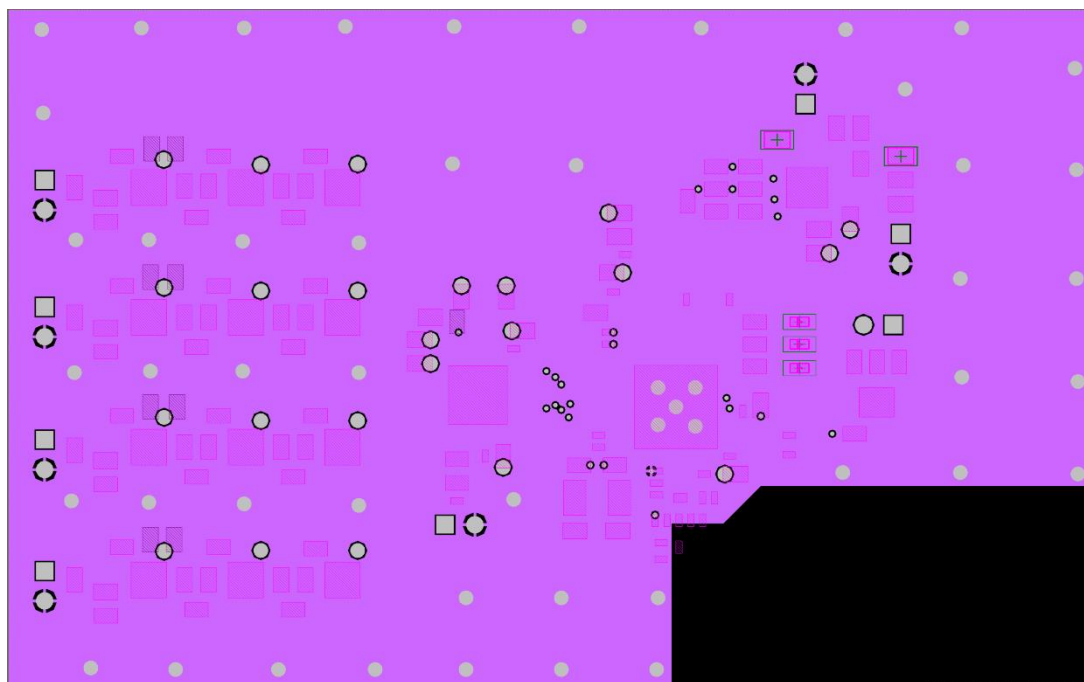


Figura 26. Señal 1 layer de la placa de circuito impreso (PCB). (Fuente propia).

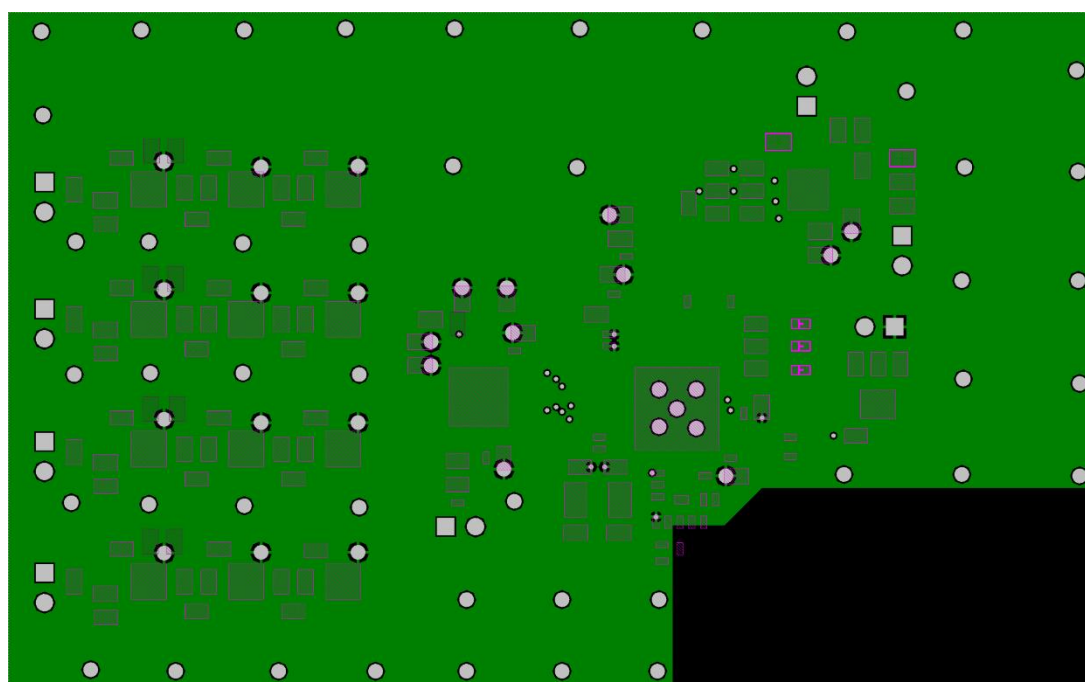


Figura 25. Señal 2 layer de la placa de circuito impreso (PCB). (Fuente propia).

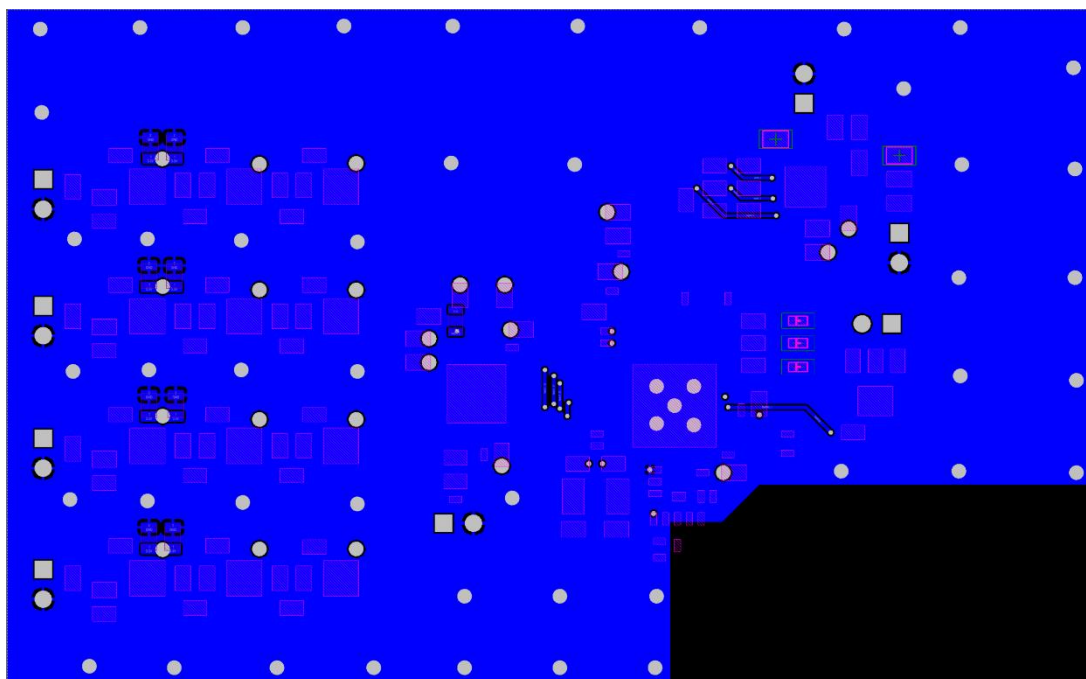


Figura 28. Bottom layer de la placa de circuit impreso (PCB). (Fuente propia).

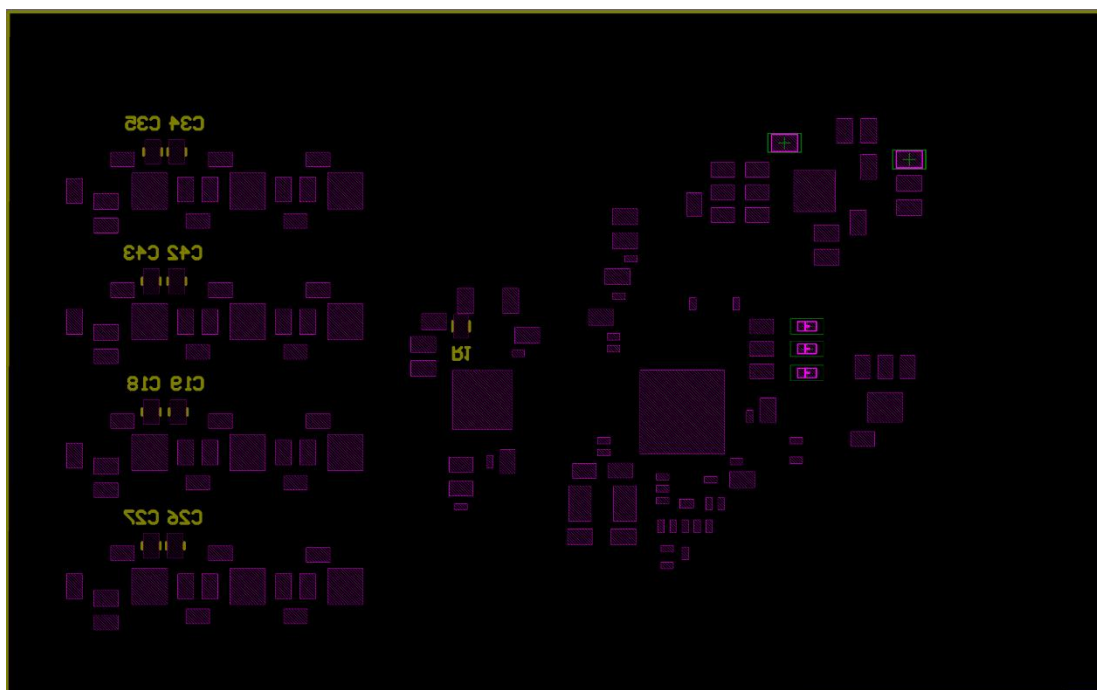


Figura 27. Bottom overlay de la placa de circuit impreso (PCB). (Fuente propia).

8. NORMATIVA

Según la norma UNE-EN 60601-1 para equipos electromédicos, un equipo electromédico es aquel que:

- Tiene una parte aplicada, que es la parte de equipos que, en su uso normal, entra necesariamente en contacto físico con el paciente para realizar su función.
- Transfiere energía al paciente o desde éste, o que detecta dicha transferencia de energía hacia o desde el paciente.
- El uso previsto por el fabricante debe recaer en el diagnóstico, tratamiento o control del paciente o para aliviar o compensar una discapacidad, enfermedad o lesión.

Siguiendo esta definición, podemos definir el dispositivo presentado en este proyecto como un equipo electromédico. Por ello, debe estar en cumplimiento con la norma UNE-EN 60601-1 aprobada por CENELEC el 12 de septiembre de 2006 referente a requisitos generales para la seguridad básica y funcionamiento esencial. Además de esta norma general, aplican al dispositivo presentado en este proyecto varias normas colaterales:

- *UNE-EN 60601-1-2:2015: Perturbaciones electromagnéticas. Requisitos y ensayos.* Esta norma especifica los requisitos de compatibilidad electromagnética para sistemas o dispositivos médicos.
La compatibilidad electromagnética es la capacidad de un equipo de funcionar correctamente en el ambiente electromagnético para el que su uso está previsto. Las perturbaciones electromagnéticas del entorno no deben afectar al funcionamiento del equipo, ni el equipo debe emitir perturbaciones que puedan afectar a los dispositivos que se encuentren en su entorno. El dispositivo presentado en este proyecto cuenta con comunicaciones entre los Componentes y hacia el exterior por RF, por lo que dicha norma debe aplicarse.
- *UNE-EN 60601-1-6:2010. Aptitud de uso.* Esta norma especifica al fabricante un proceso para analizar, especificar, diseñar, verificar y validar la aptitud de uso. Este proceso de ingeniería de aptitud de uso evalúa y elimina los riesgos causados por problemas de aptitud de uso asociados al uso correcto y a errores de uso.
- *UNE-EN 60601-1-11:2015. Requisitos para el equipo electromédico y el sistema electromédico utilizado para el cuidado en el entorno médico del hogar.* Esta norma especifica requisitos referentes al sistema eléctrico, las condiciones del entorno en cuanto a humedad y temperatura, tiempo de uso, etc. Aporta ensayos a realizar al equipo para su validación. El uso normal del dispositivo propuesto en este trabajo se daría en el ambiente doméstico,

entendiendo éste como el domicilio del paciente o cualquier lugar donde éste se encuentre fuera de un centro médico u hospitalario. Según su uso previsto, debe cumplir esta norma colateral.

La norma UNE-EN 60601-2-25 del 2016 especifica los requisitos particulares para la Seguridad básica y funcionamiento esencial de los electrocardiógrafos. Se entienden como electrocardiógrafos todos los equipos destinados por sí mismos o como parte de un sistema para la producción de informes de ECG con la finalidad de diagnóstico. El dispositivo de este proyecto entra dentro de esta definición. Se incluyen en esta norma requisitos de protección contra desfibrilación, funcionamiento esencial, filtros, protección contra descargas electrostáticas, transitorios rápidos y ráfagas eléctricas, perturbaciones conducidas e interferencias de electrocirugía.

Otra norma que se debe aplicar al dispositivo es la *UNE-EN 55011:2016: Equipos industriales, científicos y médicos. Características de las perturbaciones radioeléctricas. Límites y métodos de medición*. La norma hace referencia a los equipos que operan a frecuencias entre 0Hz y 400GHz diseñados para aplicaciones domésticas, por lo que es aplicable.

La norma UNE-EN 61000-4 consta de varias partes referentes a ensayos de compatibilidad electromagnética que son aplicables al dispositivo:

- *UNE-EN 61000-4-2:2010. Compatibilidad electromagnética. Parte 4-2: Técnicas de ensayo y medida. Ensayo de inmunidad a las descargas electrostáticas*. El objeto de esta norma es establecer una base común para evaluar las características de funcionamiento de los equipos eléctricos y Electrónicos cuando se someten a descargas electrostáticas.
- *UNE-EN 61000-4-3:2007. Compatibilidad electromagnética. Parte 4-3: Técnicas de ensayo y medida. Ensayos de inmunidad a los campos electromagnéticos, radiados y de radiofrecuencia*. Esta parte especifica los ensayos de inmunidad que se deben realizar para garantizar la protección del equipo frente a los campos electromagnéticos de RF de cualquier Fuente.
- *UNE-EN 61000-4-4:2013. Compatibilidad electromagnética. Parte 4-4: Técnicas de ensayo y medida. Ensayos de inmunidad a los transitorios eléctricos rápidos en ráfagas*. Esta parte recoge el procedimiento de ensayos y requisitos de inmunidad frente a transitorios eléctricos en ráfagas ya que pueden dañar el equipo y afectar al funcionamiento.

- *UNE-EN 61000-4-5:2015. Compatibilidad electromagnética. Parte 4-5: Técnicas de ensayo y medida. Ensayos de inmunidad a las ondas de choque.* Aquí se recoge el procedimiento de ensayo frente a las ondas de choque, que son ondas transitorias de corriente, tensión o potencia que se propagan a lo largo de la línea o del circuito, las cuales se caracterizan por un rápido crecimiento seguido de un decrecimiento más lento.
- *UNE-EN 61000-4-6:2014. Compatibilidad electromagnética. Parte 4-6: Técnicas de ensayo y medida. Inmunidad a las perturbaciones conducidas, inducidas por los campos de radiofrecuencia.* Esta norma trata sobre los requisitos relativos a la inmunidad frente a perturbaciones electromagnéticas provocadas por transmisores de RF intencionadas, en el rango de frecuencias de 150 Hz a 80MHz.
- *UNE-EN 61000-4-8:2011. Compatibilidad electromagnética. Parte 4-8: Técnicas de ensayo y medida. Ensayos de inmunidad a los campos magnéticos a frecuencia industrial.* Esta norma trata la inmunidad de los equipos en condiciones de funcionamiento frente a perturbaciones magnéticas a frecuencias de 50 Hz y 60 Hz relacionadas con locales comerciales y residenciales, instalaciones industriales, centrales eléctricas y subestaciones de alta y media tensión.
- *UNE-EN 61000-4-11:2021. Compatibilidad electromagnética. Parte 4-11: Técnicas de ensayo y medida. Ensayos de inmunidad a los huecos de tensión, interrupciones breves y variaciones de tensión para equipos con una corriente de entrada inferior o igual a 16 A por fase.* Esta norma aplica al dispositivo presentado mientras este esté conectado a la red eléctrica de corriente alterna a 50 Hz o 60 Hz para cargar la batería.

En cuanto al software del dispositivo, se aplica la norma *UNE-EN 62304:2007. Software para dispositivos médicos. Procesos del ciclo de vida del software.* Esta norma aplica al dispositivo puesto que este requiere de un software de programación.

Debe aplicarse también la norma *UNE-EN ISO 10993-1:2021. Evaluación biológica de productos sanitarios. Parte 1: Evaluación y ensayos mediante un proceso de gestión del riesgo.* Esta norma contempla la determinación de la respuesta biológica a los productos sanitarios. Para una evaluación de la Seguridad biológica completa, clasifica a los productos sanitarios de acuerdo con la naturaleza y duración del contacto con los Tejidos humanos e indica los criterios de valoración del riesgo biológico pertinentes para cada categoría.

En aplicable la norma *UNE-EN 62366-1:15. Productos sanitarios. Parte 1: Aplicación de la ingeniería de usabilidad a los productos sanitarios*. El objetivo de esta norma es detallar un proceso para el fabricante a la hora de analizar, especificar, desarrollar y evaluar la usabilidad del dispositivo medico en relación a la Seguridad, de modo que se mitiguen los riesgos Asociados a un mal uso del dispositivo. Con el mismo enfoque, se debe cumplir la norma *UNE-EN 15986:2011. Símbolo a utilizar en el etiquetado de productos sanitarios. Requisitos para el etiquetado de productos sanitarios que contienen ftalatos*. Además, por la Seguridad del paciente es necesario un análisis de riesgos según la norma *UNE-EN ISO 14971:2019. Dispositivos médicos/productos sanitarios (MD). Aplicación de la gestión de riesgos a los MD*. Esta norma tiene como objetivo describir un proceso de gestión de riesgos para ayudar al fabricante a identificar los peligros, estimar y evaluar los riesgos, controlar o corregir estos riesgos y hacer un seguimiento de la eficacia de los controles. Para la gestión de calidad de dispositivos médicos, se aplica la ISO 13485.

Finalmente, se debe tener en cuenta la directiva 2011/65/UE de la Unión Europea sobre restricciones a la utilización de determinadas sustancia peligrosas en aparatos eléctricos y electrónicos. Esta directiva restringe el uso de plomo, mercurio, cadmio, cromo hexavalente, polibromobifenilos y polibromodifeniléteres en la fabricación de ciertos dispositivos eléctricos y electrónicos.

9. IMPACTO AMBIENTAL

- Fase de diseño: en la fase de diseño se ha utilizado un ordenador portátil con un consumo medio aproximado de 60W durante un total de 650 horas repartidas entre el mes de julio del 2021 y enero de 2022. Debe tenerse en cuenta el consumo de luz ya que su producción supone un impacto ambiental.
- Fabricación del dispositivo: en la fabricación de componentes desde las materias primas al ensamblaje están implicadas varias industrias cuyos procesos suponen un impacto ambiental a varios niveles como la petroquímica, química y la metalúrgica entre otras. Se generan en estas actividades varios tipos de riesgos asociados al ecosistema: emisión de gases de efecto invernadero y gases tóxicos, consumo de agua, contaminación del suelo y el agua en la limpieza y uso de materiales tóxicos en procesos como la soldadura. La directiva 2011/65/UE regula el uso de materiales peligrosos en los procesos de fabricación.
- Transporte: la mayoría de los dispositivos que se utilizan para este proyecto se fabrican en Asia, por lo que se debe tener en cuenta la huella de carbono del transporte de piezas. En un transporte en avión desde China a España se producen 4 toneladas de CO₂, por lo que el transporte es uno de los mayores impactos ambientales que tendría este proyecto.
- Reciclaje del dispositivo: los dispositivos electrónicos deben ser reciclados en puntos limpios para poder separar sus materiales y reutilizar todo lo posible. El Real Decreto 110/2015 sobre residuos de aparatos eléctricos y electrónicos trata el procedimiento de reciclaje de los dispositivos y apela a los fabricantes a diseñar de modo que los materiales sean fáciles de separar. El Real Decreto 27/2021 sobre pilas y acumuladores y la gestión ambiental de sus residuos hace referencia al tratamiento de residuos que se consideran más peligrosos.

CONCLUSIONES

En el campo de los sistemas de recolección de energía a partir del cuerpo se pueden encontrar muchas propuestas distintas, pero actualmente no se encuentran en el mercado dispositivos que usen estas tecnologías. La dificultad en la predicción de la cantidad de energía que se puede extraer y su almacenamiento es el desafío fundamental que se presenta, aunque se prevé que esta línea de investigación avance y probablemente encontremos estas tecnologías en dispositivos comunes en el futuro.

Durante la realización de este trabajo se han tratado varias materias relacionadas con los estudios del grado, como es la búsqueda y síntesis de información relacionada con el ámbito biomédico, diseño de la parte electrónica, normativa aplicable a productos electrónicos y sanitarios, etc. Quiero destacar que realizando este proyecto he profundizado en mi conocimiento en sistemas electrónicos y en aplicaciones biomédicas.

En cuanto a los objetivos iniciales que se marcaron para este proyecto, el estudio del estado del arte, el diseño del dispositivo de medida ECG y del sistema de energy harvesting, así como la programación del algoritmo de detección de arritmia se han cumplido. Uno de los objetivos iniciales del proyecto era haber conseguido los componentes, soldarlos y probar el funcionamiento del dispositivo. Debido a la crisis de escasez de componentes electrónicos desde el inicio de la pandemia no ha sido posible conseguirlos, pues el plazo de entrega se fijaba hasta un año después de la entrega de este proyecto.

Se proponen los siguientes trabajos futuros para este proyecto:

- Montaje del dispositivo físico.
- Programación del microcontrolador.
- Optimización del código.
- Validación del dispositivo.
- Mejora en la eficiencia del generador termoeléctrico.

ANÁLISIS ECONÓMICO

La Tabla 11 es recoge la lista de materiales con todos los componentes que forman la placa PCB.

Cantidad	Código esquemático	Valor / Código fabricante	Fabricante
1	C70	3 pF	Murata
1	C76	3.6 pF	Murata
1	C77	4.7 pF	Murata
1	C75	8 pF	Murata
2	C71, C73	10 pF	Murata
4	C2, C3, C52, C53	18 pF	Murata
2	C66, C67	68 pF	Murata
2	C2, C3	150 pF	Murata
2	C72, C74	1 nF	Murata
8	C5, C10, C15, C50, C51, C59, C60, C61	10 nF	Murata
1	C65	47 nF	Murata
9	C7, C19, C27, C35, C43, C54, C62, C68, C69	100 nF	Murata
1	C9	150 nF	Murata
24	C20, C21, C22, C23 C24, C25, C28, C29, C30, C31, C32, C33, C36, C37, C38, C39, C40, C41, C44, C45, C46, C47, C48, C49	3.3 uF	Murata
18	C1, C4, C6, C11, C12, C13, C14, C16, C17, C18, C26, C34, C42, C55, C57, C58, C63, C64	4.7 uF	Murata
3	R39, R40, R41	18Ω	Würth Elektronik
3	R36, R37, R38	82Ω	Würth Elektronik
2	R44, R44	1 kΩ	Würth Elektronik
1	R42	6.8 kΩ	Würth Elektronik
1	R2	10 kΩ	Würth Elektronik
1	R3	100 kΩ	Würth Elektronik
4	R12, R18, R24, R30	249 kΩ	Würth Elektronik
4	R13, R19, R25, R31	690 kΩ	Würth Elektronik
4	R14, R20, R26, R32	953 kΩ	Würth Elektronik

Cantidad	Código esquemático	Valor / Código fabricante	Fabricante
6	R1, R4, R17, R23, R29, R35	1 MΩ	Würth Elektronik
4	R16, R22, R28, R34	1.37 MΩ	Würth Elektronik
1	R9	2.74 MΩ	Würth Elektronik
4	R15, R21, R27, R33	3.65 MΩ	Würth Elektronik
1	R11	4.22 MΩ	Würth Elektronik
1	R8	5.76 MΩ	Würth Elektronik
1	R10	5.36 MΩ	Würth Elektronik
1	R6	5.8 MΩ	Würth Elektronik
1	R5	7.15 MΩ	Würth Elektronik
1	R7	7.68 MΩ	Würth Elektronik
1	L6	11 nHΩ	Würth Elektronik
1	L5	4.7 nHΩ	Würth Elektronik
1	L4	47 nHΩ	Würth Elektronik
3	L1, L2, L3	22 uHΩ	Würth Elektronik
1	Q1	BCV71	OnSemi
1	D1	150060YS55040	Würth Elektronik
1	D2	150060VS55040	Würth Elektronik
1	D3	150060RS55040	Würth Elektronik
1	X1	4.96 MHz	NDK
1	X2	32.678 kHz	NDK
1	U1	ADS1293CISQ	Texas Instruments
1	U2	BQ25570RGR	Texas Instruments
12	U3, U4, U5, U6, U7, U8, U9, U10, U11, U12, U13, U14	OPA333AIDBV	Texas Instruments
1	U15	STM32WL55CC	ST
1	U16	BGS12SN6	Infineon
8	P1, P2, P3, P4, P5, P6, P7, P8	Header 2	
1	ANT1	ANT-434-CHP TCT	Linx Technologies
2	SW1, SW2	USLPT2819DT4TR	TE-Conectivity

Tabla 11. Lista de materiales de la placa PCB.

El coste total de los componentes de la tabla 11 suma 67,56 €.

Otros costes a tener en cuenta son:

- La placa PCB, cuya fabricación, soldadura y transporte son 15 € por cada 5 unidades, se tomará a 3 € la unidad.
- La caja donde se alojan todos los componentes electrónicos, cuyo coste aproximado sería de 1€.
- Los cables de electrodos y de conexión con el TEG, aproximadamente 30€.
- La muñequera del TEG, que en conjunto, aunque no es comercial y no tiene un valor concreto, el coste aproximado teniendo en cuenta los materiales será de 60€.
- El consumo de luz durante el diseño. Se han invertido unas 650 horas con un ordenador portátil que consume 60W entre los meses de septiembre de 2021 y enero de 2022. El precio de la luz en este periodo ha sido 0,2657 € el kWh. Por tanto, el precio del consumo para el diseño ha sido de 10,40 €.

La Tabla 12 muestra el coste de cada partida y el total.

Concepto	Precio
Componentes PCB	67,56 €
Placa PCB	3 €
Batería	12,32 €
Caja	1 €
Muñequera	60 €
Cables	30 €
Electrodos	5 €
Consumo eléctrico	10 €
TOTAL	189,18 €

Tabla 12. Coste total del proyecto.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] A. Harb, "Energy harvesting: State-of-the-art," *Renew. Energy*, vol. 36, no. 10, pp. 2641–2654, 2011, doi: 10.1016/j.renene.2010.06.014.
- [2] Y. Chen, "Energy Harvesting Communications, Principles and Theories". 2019
- [3] M. Alhawari, B. Mohammad, H. Saleh, and M. Ismail, *Energy Harvesting for Self-Powered Wearable Devices*. 2018.
- [4] N. Sezer and M. Koç, "A comprehensive review on the state-of-the-art of piezoelectric energy harvesting," *Nano Energy*, vol. 80, no. October 2020, p. 105567, 2021, doi: 10.1016/j.nanoen.2020.105567.
- [5] M. Saju, *Advances in Energy Harvesting Technologies for Building Automation (Technical Insights)*. 2011.
- [6] F. Häggström, *Energy Harvesting for Smart-Internet-Connected Bearings*. 2015.
- [7] Y. Zou, L. Bo, and Z. Li, "Recent progress in human body energy harvesting for smart bioelectronic system," *Fundam. Res.*, vol. 1, no. 3, pp. 364–382, 2021, doi: 10.1016/j.fmre.2021.05.002.
- [8] R. T. Aljadiri, L. Y. Taha, and P. Ivey, "Electrostatic Energy Harvesting Systems: A Better Understanding of Their Sustainability," *J. Clean Energy Technol.*, vol. 5, no. 5, pp. 409–416, 2017, doi: 10.18178/jocet.2017.5.5.407.
- [9] Y. M. Choi, M. G. Lee, and Y. Jeon, "Wearable biomechanical energy harvesting technologies," *Energies*, vol. 10, no. 10, 2017, doi: 10.3390/en10101483.
- [10] J. G. Barajas, "El Electrocardiograma," pp. 33–40, 2019.
- [11] Texas Instruments, Data Sheet "ADS1293 Low-Power, 3-Channel, 24-Bit Analog Front-End for Biopotential Measurements," 2014.
- [12] Texas Instruments, Data Sheet "INA322 micro-power CMOS Instrumentation Amplifier," 2006.
- [13] Texas Instruments, Data Sheet "ADS1271, Wide Bandwidth Analog to Digital," November 2004
- [14] STmicroelectronics, Data Sheet "STM32WL55xx STM32WL54xx," uly, 2021.

- [15] Silicon Labs, Data Sheet “EFM32 Gecko Family EFM32G” 2009.
- [16] Microchip, Data Sheet “RN2483,” pp. 1–22, 2019
- [17] F. B. Diagram and A. Information, “General Purpose ESD Protection-SP1012 Series SP1012 Series 6.5pF, 15kV Bidirectional TVS Array,” pp. 16–19, 2016.
- [18] Texas Instruments, Data Sheet “Operational Amplifier OPA317” May, 2013.
- [19] Texas Instruments, Data Sheet “Bq25570 Nano Power Boost Charger and Buck Converter,” p. 45, 2019, [Online]. Available: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/bq25570.pdf>.
- [20] Texas Instruments, Data Sheet, “INA333 Micro-Power (50 μ A), Zero-Drift , Rail-to-Rail Out Instrumentation Amplifier,” 2015.
- [21] Texas Instruments, Data Sheet, “OPAx333 1. 8-V, micro Power CMOS Operational Amplifiers, Zero-Drift Series,” vol. 8, 2015.
- [22] Texas Instruments, Data Sheet “ADS131M03 3-Channel, Simultaneously-Sampling, 24-Bit, Delta-Sigma ADC 1,” no. April, 2021.
- [23] Analog Devices, Data Sheet “ADAS1000-3/4 Three Electrode (ECG) 3 channels AFE,” p. 80, 2015.
- [24] Texas Instruments, Data Sheet “OPA337 Micro SIZE, Single-Supply CMOS OPERATIONAL AMPLIFIERS Micro Amplifier™ Series,” no. 1, pp. 1–9, 1999.
- [25] Microchip, Data Sheet “L. Power and R. Modem, SLR-434M,” no. 0, p. 8303, 2021.
- [26] Parallax, Piezo Sound Generator. Available: <https://www.robotshop.com/en/piezo-sound-generators.html>
- [27] L. T. Corporation, “LTM8042/LTM8042-1 – μ Module Boost LED Driver and Current Source,” pp. 1–32.
- [28] Y. Shi, Y. Wang, D. Mei, and Z. Chen, “Wearable thermoelectric generator with copper foam as the heat sink for body heat harvesting,” *IEEE Access*, vol. 6, pp. 43602–43611, 2018, doi: 10.1109/ACCESS.2018.2863018.

- [29] P. Lea, *IoT and Edge Computing for Architects - Second Edition*. 2020.
- [30] H. Sedghamiz, "Matlab Implementation of Pan Tompkins ECG QRS," pp. 1–3, 2014, [Online]. Available:
https://www.researchgate.net/publication/313673153_Matlab_Implementation_of_Pan_Tompkins_ECG_QRS_detector.
- [31] A. Pfeferman, "Arritmias," *Rev. Bras. Med.*, vol. 39, no. 8, pp. 499–506, 1982, doi: 10.1016/s0002-8703(33)90741-3.

Anexo A: Cálculos de los componentes externos

Componentes conectados a la unidad de gestión de potencia BQ25570

- Cálculo de la bobina y el condensador del convertidor Boost.

L2 y C16 están conectados al pin LBOOST que es la entrada de alimentación del TEG a la unidad de gestión de potencia. El convertidor Boost debe suministrar corriente para cargar la batería y para alimentar el sistema. La inductancia de la bobina se calcula a partir de la ecuación 18:

$$L2 = \frac{V_{in} D T_s}{\Delta i_l} \quad (8)$$

Donde L es la inductancia, Δi_l es la corriente de rizado de la bobina, V_{in} es la tensión de entrada, T_s es el periodo de conmutación y D es el ciclo de Trabajo.

-La máxima frecuencia de conmutación especificada para el Boost es 1 MHz. El periodo de conmutación será $1/1 \text{ MHz} = 1 \mu\text{s}$.

-La corriente de rizado de la bobina será considerada como el 10 % de la corriente total que se debe suministrar, que es el resultado de la suma de la corriente media del sistema teniendo en cuenta la transmisión, que son 37 mA, más la corriente de carga de la batería, que será considerada como el 10% de la capacidad de la misma: $62 \text{ mAH} \times 0.1 = 6.2 \text{ mA}$. Así pues, la corriente de rizado será: $0.1 \times (37,3 \text{ mA} + 6,2 \text{ mA}) = 4,35 \text{ mA}$.

-La tensión de entrada será la suministrada por el TEG. La tensión mínima requerida para que el convertidor funcione es de 100 mV.

-El ciclo de Trabajo se calcula como:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 - D} \quad (9)$$

La tensión de entrada V_{in} son 100 mV y la tensión de salida será la tensión nominal de la batería, que son 3.7V. Así, el ciclo de trabajo es:

$$D = 1 - \frac{V_{in}}{V_{out}} = 1 - \frac{100 \text{ mV}}{3.7 \text{ V}} = 0.97 \quad (10)$$

El valor de inductancia será:

(11)

$$L2 = \frac{V_{in} D T_s}{\Delta i_l} = \frac{100 \text{ mV} \times 0.97 \times 1 \mu\text{s}}{4,35 \text{ mA}} = 22,29 \mu\text{H}$$

Para calcular la capacidad del condensador C16 se ha utilizado la ecuación 12:

$$C16 = \frac{I_{out} T_s \left(\frac{V_{out} - V_{in}}{V_{out}} \right)}{\Delta V_c} \quad (12)$$

Donde I_{out} es la corriente de carga teniendo en cuenta la carga de la batería y alimentación del circuito en caso de transmisión, que son 43,5 mA. V_{out} es la tensión nominal de la batería, V_{in} es la tensión mínima proporcionada por el TEG y ΔV_c es la tensión de rizado en el condensador, que será considerada como el 10% de la tensión mínima de entrada. La capacidad del condensador será:

$$C16 = \frac{I_{out} T_s \left(\frac{V_{out} - V_{in}}{V_{out}} \right)}{\Delta V_c} = \frac{43,5 \text{ mA} \times 1 \mu\text{s} \times \left(\frac{3,7 \text{ V} - 0,1 \text{ V}}{3,7 \text{ V}} \right)}{10 \text{ mV}} = 4,23 \mu\text{F}$$

Los valores comerciales de los componentes escogidos son $L2 = 22 \mu\text{H}$ y $C16 = 4,7 \mu\text{F}$. Son los valores recomendados por el fabricante.

- **Condensadores C10, C11 y C12**

Son los condensadores conectados al pin VSTOR. C11 se carga cuando empieza la recolección de energía y alimenta el convertidor boost. C10 y C12 tienen función de desacoplo. Los valores son recomendados por el fabricante.

- **Condensador C15**

Su función es almacenar una tensión muestreada de la entrada VIN que se usa como tensión de referencia del convertidor boost. El valor es recomendado por el fabricante.

- **Condensador C17**

Condensador de desacoplo en la entrada VIN.

-Red de divisores de tensión.

VBAT_OV está conectado a al divisor de tensión formado por R5 y R8 para evitar una sobrecarga de la batería. El fabricante recomienda que $R_5 + R_8 \leq 13 \text{ M}\Omega$. El Umbral de VBAT_OV en la carga de la batería es:

$$V_{BAT_OV} = \frac{3}{2} V_{BIAS} \left(1 + \frac{R_5}{R_8}\right) \quad (13)$$

VBAT_OV es el rango de voltaje programable como umbral de sobrecarga de la batería. Se ha tomado como valor el voltaje nominal de la batería más un 10%, en total 4.07V. VBIAS se toma como referencia y su valor tipificado por el fabricante es de 1.21 V. Resolviendo el sistema tenemos:

$$\frac{R_5}{R_8} = \frac{V_{BAT_OV}}{\frac{3}{2} V_{BIAS}} - 1 = \frac{4.07 \text{ V}}{\frac{3}{2} 1.21 \text{ V}} - 1 = 1.24$$

$$R_5 + R_8 \leq 13 \text{ M}\Omega$$

$$R_8 = 5.8 \text{ M}\Omega$$

$$R_5 = 7.19 \text{ M}\Omega$$

Los pines OK_PROG y OK_HYST están conectados a los divisores de tensión formados por R6, R9 y R11. OK_PROG es el pin programable para fijar un umbral de la señal digital que indica el funcionamiento correcto de VSTOR cuando la carga de la batería decrece, y OK_HYST cuando aumenta. El fabricante recomienda $R_6 + R_9 + R_{11} \leq 13 \text{ M}\Omega$. Las ecuaciones 14 y 15 definen el valor de las resistencias. El valor de VBAT_OK_PROG será 2V y el valor de VBAT_OK_HYST será 3.7V que es la tensión nominal de la batería.

$$V_{BAT_OK_PROG} = V_{BIAS} \left(1 + \frac{R_9}{R_{11}}\right) \quad (14)$$

$$V_{BAT_OK_HYST} = V_{BIAS} \left(1 + \frac{R_9 + R_6}{R_{11}}\right) \quad (15)$$

$$\frac{R_9}{R_{11}} = \frac{V_{BAT_OK_PROG}}{V_{BIAS}} - 1 = \frac{2 \text{ V}}{1.21 \text{ V}} - 1 = 0.65$$

$$\frac{R_9 + R_6}{R_{11}} = \frac{V_{BAT_OK_HYST}}{V_{BIAS}} - 1 = \frac{3.7 \text{ V}}{1.21 \text{ V}} - 1 = 2.05$$

$$R_{11} + R_9 + R_6 \leq 13 \text{ M}\Omega$$

$$R_{11} = 4.26 \text{ M}\Omega$$

$$R_9 = 2.77 \text{ M}\Omega$$

$$R_6 = 5.96 \text{ M}\Omega$$

El pin VOUT_SET está conectado al divisor de tensión formado por R10 y R7 y sirve como punto de regulación de la salida VOUT, cuyo valor será el de alimentación del conjunto que son 3,3V. El fabricante recomienda que $R_{10} + R_7 \leq 13 \text{ M}\Omega$. Los valores de las resistencias se han extraído de la siguiente ecuación 16:

$$V_{OUT} = V_{BIAS} \left(\frac{R_7 + R_{10}}{R_{10}} \right) \quad (16)$$

$$\frac{R_7}{R_{10}} = \frac{V_{OUT}}{V_{BIAS}} - 1 = \frac{3,3 \text{ V}}{1.21 \text{ V}} - 1 = 1.72$$

$$R_{10} + R_7 \leq 13 \text{ M}\Omega$$

$$R_{10} = 5.36 \text{ M}\Omega$$

$$R_7 = 7.63 \text{ M}\Omega$$

- Cálculo de la bobina y el condensador del convertidor Buck

L2 y C13 están conectados a la salida de la unidad de control de potencia. Para calcular la inductancia de L2 se ha utilizado la siguiente ecuación 17:

$$L = \frac{V_{out}(1 - D) T_s}{\Delta i_l} \quad (17)$$

Donde L es la inductancia de L2, Vout es la tensión de salida para alimentar el conjunto, Ts es el periodo de conmutación, Δi_l es la corriente de rizado y D es el ciclo de Trabajo.

-Vout es la tensión de salida del Buck, que es la tensión de alimentación del resto de Componentes. El valor seleccionado será de 3,3V.

-La frecuencia de conmutación del Buck para el consumo de corriente de la aplicación es de 20 kHz, por lo que el periodo de conmutación será $1/20\text{kHz} = 50 \mu\text{s}$.

-La corriente de rizado se tomará como el 10% de la media de consumo con transmisión, por tanto su valor será de $0,1 \times 37,3 \text{ mA} = 3,7 \text{ mA}$.

- V_{in} es la tensión de entrada al convertidor Buck que será la tensión nominal de la batería, 3,7V.

-El ciclo de Trabajo se calcula como:

$$D = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{3,3 \text{ V}}{3,7 \text{ V}} = 0,89 \quad (18)$$

El valor de la inductancia será:

$$L_2 = \frac{V_{out}(1 - D) T_s}{\Delta i_l} = \frac{3,3 \text{ V} \times (1 - 0,89) \times 50 \mu\text{s}}{3,7 \text{ mA}} = 4,9 \text{ mH}$$

La capacidad del condensador C13 se calcula a partir de la ecuación 19:

$$C_{13} = \frac{V_{out} (V_{in} - V_{out})}{\Delta V_c 8 L V_{in} f^2} \quad (19)$$

Donde C es la capacidad del condensador C13, V_{out} es la tensión de salida, V_{in} es la tensión de entrada al convertidor, ΔV_c es la tensión de rizado del condensador, L es la inductancia de la bobina L2 y f es la frecuencia de conmutación.

- V_{out} será la tensión de alimentación del conjunto que son 3,3 V.

- V_{in} es la tensión nominal de la batería, 3.7 V.

-L es la inductancia obtenida en el cálculo anterior, 4,9 mH.

- La tensión de rizado ΔV_c se tomará como el 10% de la tensión de salida, $0,1 \times 3,3 \text{ V} = 0,33 \text{ V}$.

-La frecuencia de conmutación es de 20 kHz.

$$C = \frac{V_{out} (V_{in} - V_{out})}{\Delta V_c 8 L V_{in} f^2} = \frac{3,3 \text{ V} \times (3,7 \text{ V} - 3,3 \text{ V})}{0,33 \text{ V} \times 8 \times 4,9 \text{ mH} \times 3,7 \text{ V} \times 20 \text{ kHz}^2} = 68 \text{ nF}$$

Los valores obtenidos para la inductancia L2 y capacidad C13 han sido sustituidos en el esquemático por los valores recomendados por el fabricante.

- Condensador C14

Se trata de un condensador de desacoplo en la salida del convertidor buck.

Diseño del filtro activo de paso alto de entrada al front-end

La frecuencia de corte a -3dB requerida es de 0.05Hz. El filtro tiene ganancia 0 y se ha definido con configuración Sallen Key de sexto orden con aproximación Butterworth por ser la mejor respuesta posible, ya que en una aproximación Chebyshev se obtiene rizado en la pendiente, y con una aproximación Bessel la pendiente de caída es más baja que con la aproximación Butterworth. La Figura 29 la respuesta en frecuencia del filtro.

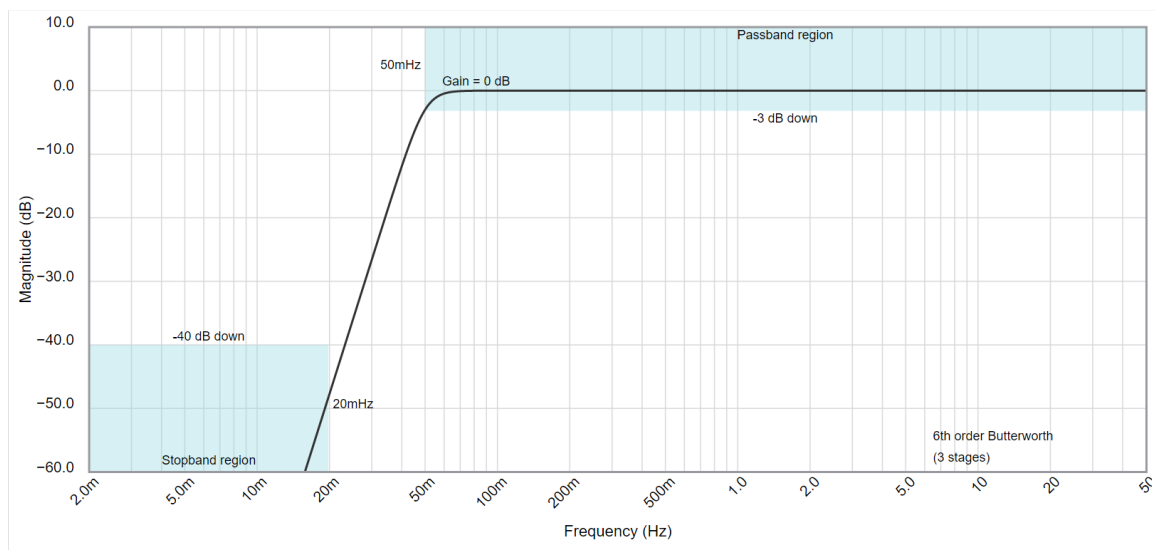


Figura 29. Respuesta frecuencial del filtro pasa-alto de 6to orden con aproximación Butterworth. (Fuente propia).

Los parámetros α y k_0 para un filtro de sexto orden con aproximación Butterworth son los presentados en la Tabla 13:

Aproximación Butterworth 6to orden		
	α	k_0
2do orden	0.518	1
2do orden	1.414	1
2do orden	1.932	1

Tabla 13. Parámetros para el cálculo de R y C en el filtro activo de sexto orden con aproximación Butterworth. Fuente propia.

A continuación se detalla el cálculo tomando como ejemplo el esquemático del filtro conectado al electrodo del brazo derecho que se presenta en el esquemático en la memoria. El resto de filtros son los mismos para todas las entradas. Para calcular los valores de las resistencias, se deben fijar los valores de los condensadores. El valor escogido en este caso es 3,3 μF . Las ecuaciones de cálculo de las resistencias son:

$$R_{27} = \frac{2}{\alpha \omega_o C} \quad (20)$$

$$R_{24} = \frac{1}{R2 \omega_o^2 C^2} \quad (21)$$

El valor de ω_o se calcula como:

$$\omega_{3dB} = 2\pi f_c = 2 \times \pi \times 0.05\text{Hz} = 0.31 \text{ rad/s} \quad (22)$$

$$\omega_o = \frac{\omega_{3dB}}{k_o} = \frac{\omega_{3dB}}{1} = \omega_{3dB} \quad (23)$$

A continuación, se calculan cada uno de los pares de resistencias.

$$R_{27} = \frac{2}{\alpha \omega_o C} = \frac{2}{0.518 \times 0.31 \times 3.3 \mu\text{F}} = 3.7 \text{ M}\Omega$$

$$R_{24} = \frac{1}{R2 \omega_o^2 C^2} = \frac{1}{3.7 \text{ M}\Omega \times 0.31^2 \times 3.3 \mu\text{F}^2} = 250 \text{ k}\Omega$$

$$R_{28} = \frac{2}{\alpha \omega_o C} = \frac{2}{1.414 \times 0.31 \times 3.3 \mu\text{F}} = 1.38 \text{ M}\Omega$$

$$R_{25} = \frac{1}{R2 \omega_o^2 C^2} = \frac{1}{1.38 \text{ M}\Omega \times 0.31^2 \times 3.3 \mu\text{F}^2} = 692 \text{ k}\Omega$$

$$R_{29} = \frac{2}{\alpha \omega_o C} = \frac{2}{1.932 \times 0.31 \times 3.3 \mu\text{F}} = 1\text{M}\Omega$$

$$R_{26} = \frac{1}{R2 \omega_o^2 C^2} = \frac{1}{1\text{M}\Omega \times 0.31^2 \times 3.3 \mu\text{F}^2} = 956 \text{ k}\Omega$$

Cálculo de los componentes externos conectados al Front-End ADS1293.

- **Condensadores de desacoplo C6, C7, C4 y C5.**

Conectado al pin de alimentación VDD se colocan dos condensadores de desacoplo C6 y C7 cuyos valores son de 4,7 μF y 100 nF respectivamente. Igualmente se conectan dos condensadores en el pin VDDIO que es la entrada de tensión digital. Estos son C4 y C5 de valores 4,7 μF y 10 nF respectivamente.

- **Condensadores C2 y C3.**

En los pines XTAL1 y XTAL2, entre los cuales se conecta un cristal oscilador para una frecuencia de oscilación de 4.096 MHz y, según recomendación del fabricante, es necesario un capacitor de 18 pF en cada uno de los pines para conseguir una frecuencia de oscilación precisa.

- **Condensador C1.**

Conectado al pin CVREF se encuentra un condensador de 1 μF para referenciar el voltaje interno.

- **Condensador C9.**

Conectado a los dos pines hay un condensador de 150 nF para referenciar la tensión del circuito RLD y CMD.

- **Resistores pull up R1 y R4.**

Los resistores pull up están conectados a los pines RSTB y SINCB para controlar la corriente de fuga de dichos pines. En ambos casos el fabricante limita la corriente de fuga a 1 μA . Para calcular el valor de la resistencia se ha tomado el valor de corriente de fuga como 3 μA con factor 3 de seguridad por cambios de temperatura o mal funcionamiento. Teniendo en cuenta esta corriente de fuga y la alimentación a 3,3 V, el valor del resistor debe ser:

$$R_{\text{pull-up}} = 3,3 \text{ V} / 3 \mu\text{A} = 1.1 \text{ M}\Omega.$$

- **Circuito CMD y RLD.**

Tomando la frecuencia de 100 Hz como ancho de banda del circuito RLD, R3 y C8 se calculan según la ecuación 24.

$$f_{BW} = \frac{1}{2 \times \pi \times R_3 \times C_8} \quad (24)$$

Fijando $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$, la capacidad del condensador C_7 es:

$$C_8 = \frac{1}{2 \times \pi \times 100 \text{ k}\Omega \times 100 \text{ Hz}} = 15 \text{ nF}$$

ANEXO B: Diagramas de flujo

BOTÓN ON/OFF

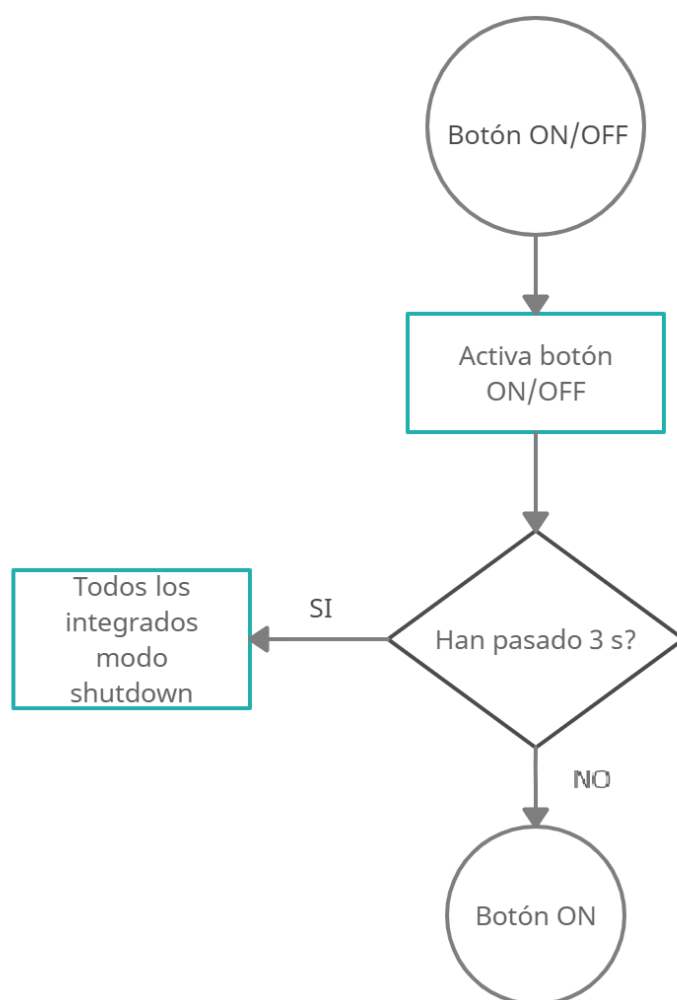


Figura 30. Diagrama de flujo de operación del botón ON/OFF. (Fuente propia).

INICIALIZAR DISPOSITIVO

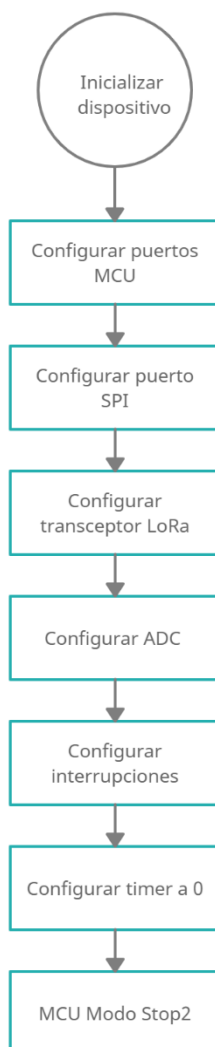


Figura 31. Diagrama de flujo de la inicialización del dispositivo. (Fuente propia).

INICIO ON

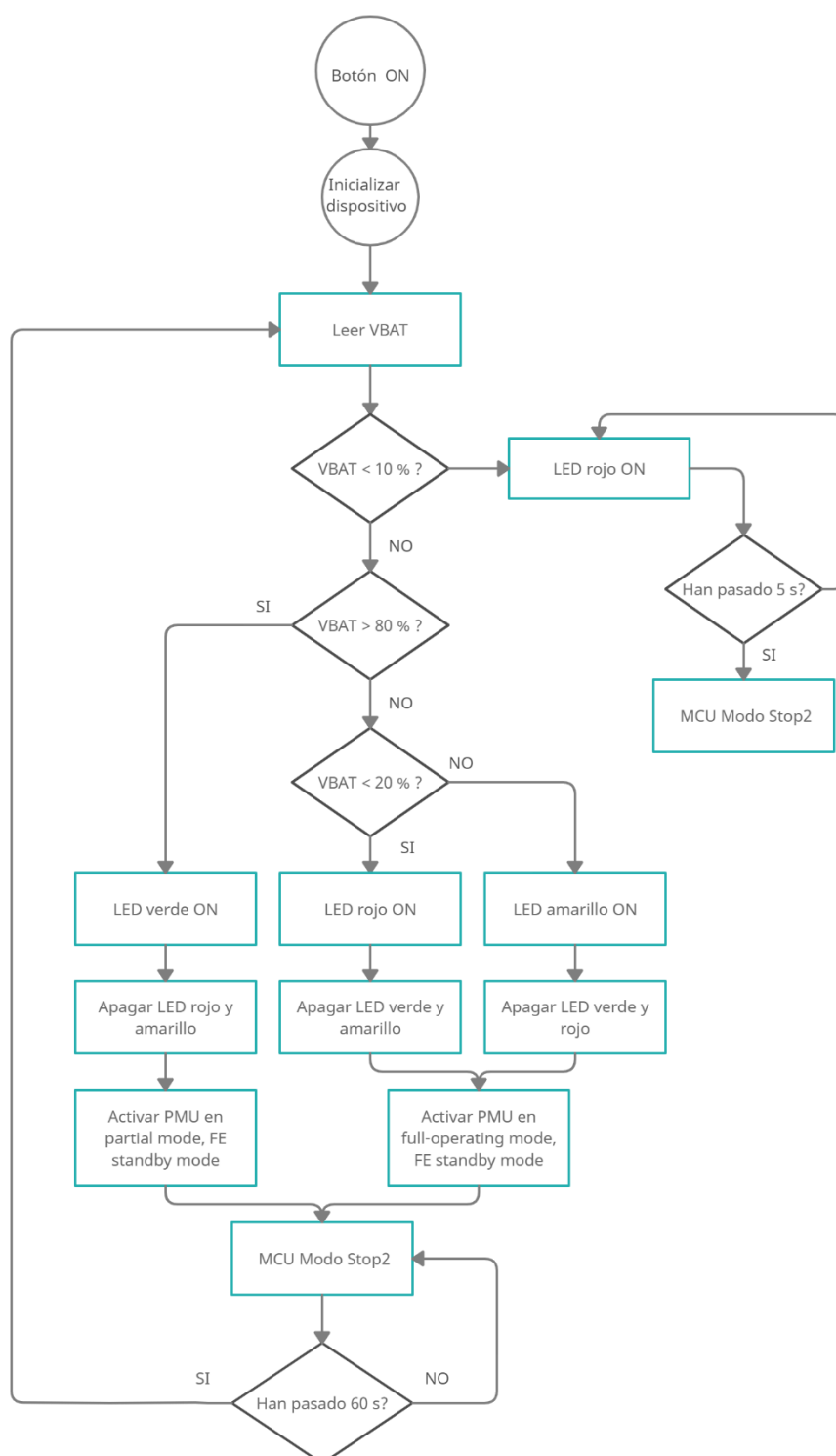


Figura 32. Diagrama de flujo del encendido del dispositivo. (Fuente propia).

BOTÓN START/MUESTREO

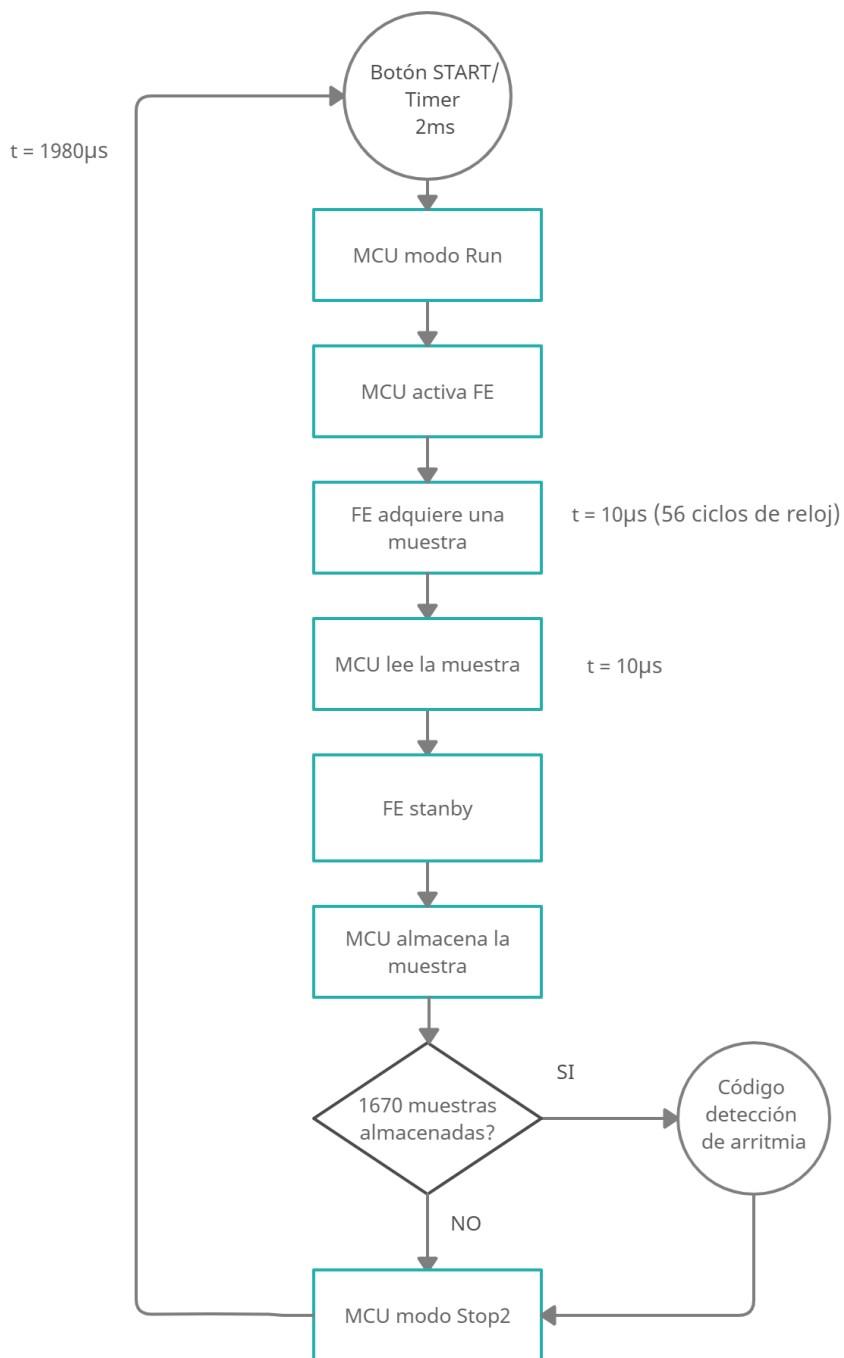


Figura 33. Diagrama de flujo del muestreo. (Fuente propia).

DETECCIÓN DE ARRITMIA

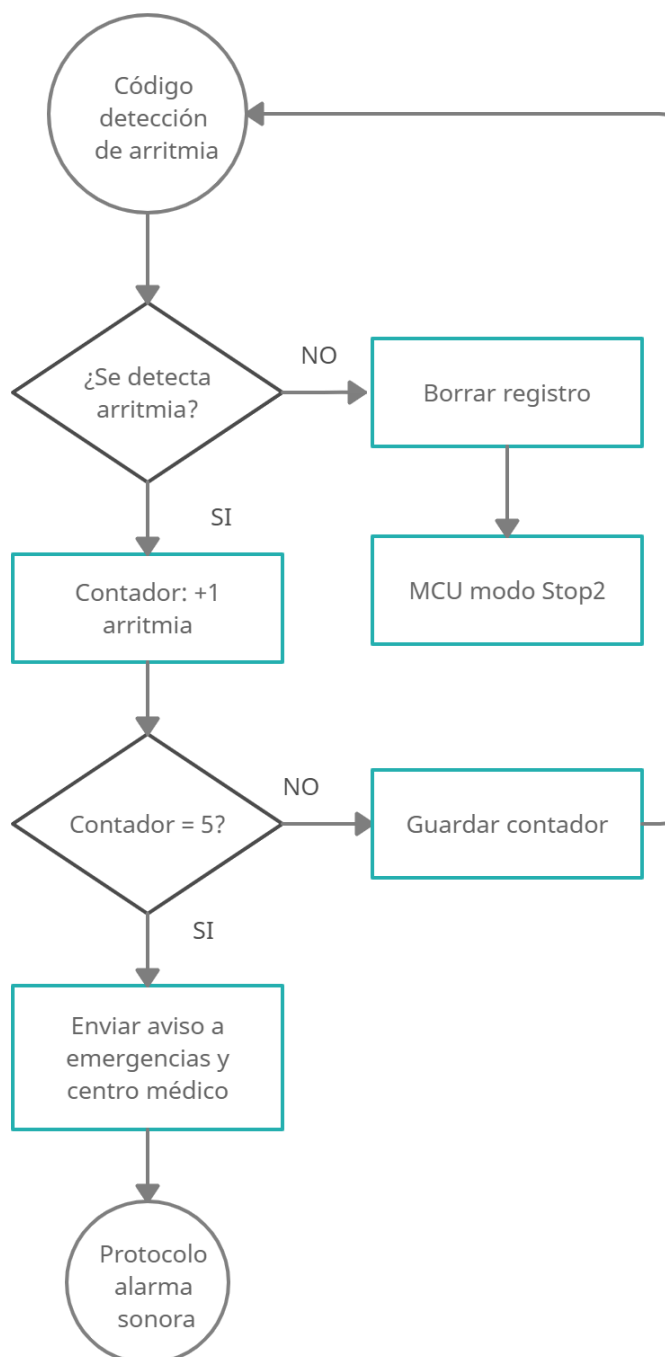


Figura 34. Diagrama de flujo del proceso de detección de arritmia. (Fuente propia).

ALARMA SONORA

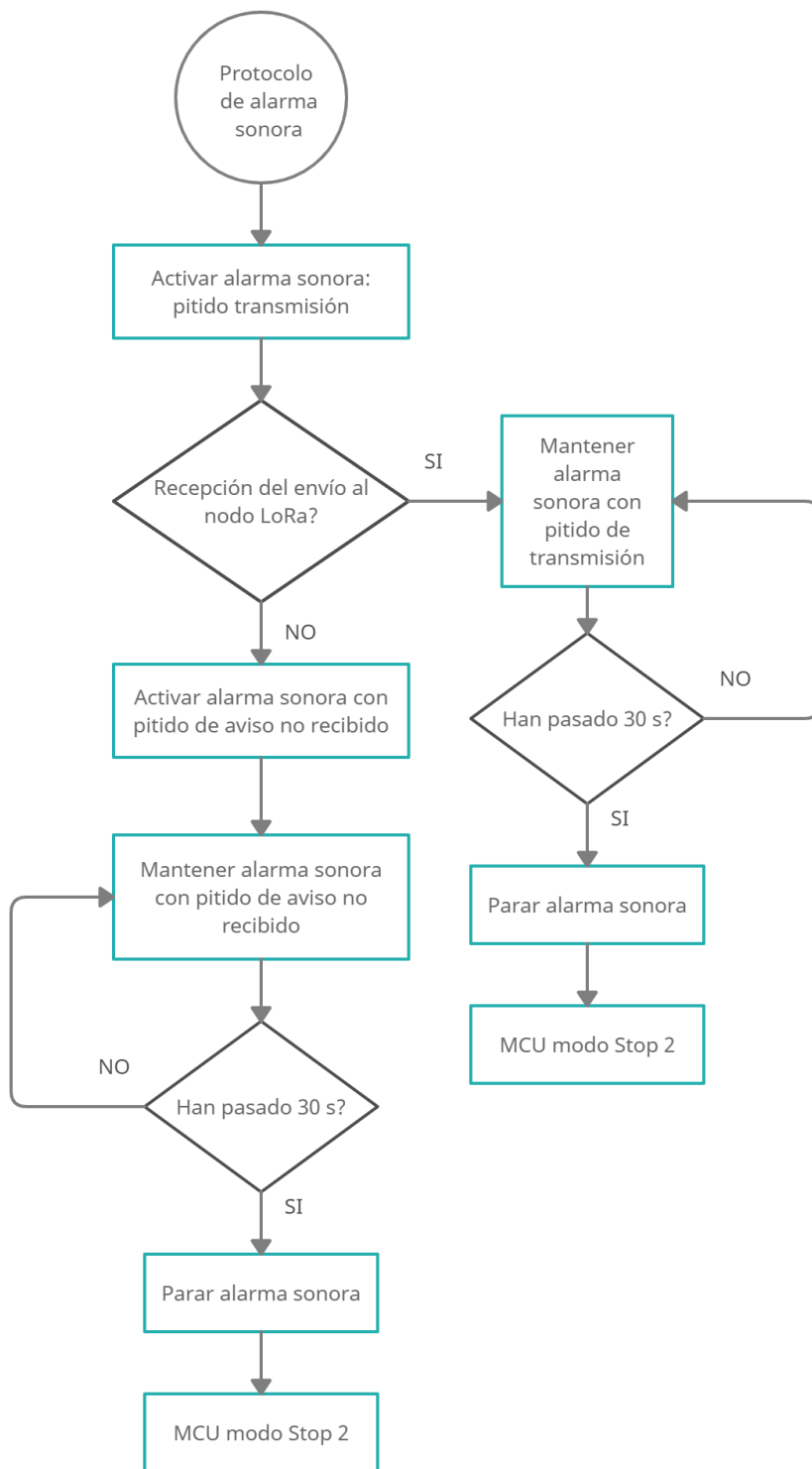


Figura 35. Diagrama de flujo del funcionamiento de la alarma sonora. (Fuente propia).

Anexo C: detección de la arritmia a partir de la señal ECG

Una arritmia es un trastorno en la frecuencia cardíaca en que el corazón late más rápido de lo normal, más lento o de forma irregular. El nodo sinusal es el generador de impulsos eléctricos en el corazón y de su funcionamiento depende un ritmo cardíaco normal. El nodo ventricular es el sistema de conducción del impulso eléctrico de las aurículas a los ventrículos. Las arritmias pueden tener distintos orígenes dependiendo de cuál sea la parte del circuito eléctrico del corazón que falla:

- Anomalías en el ritmo del nodo sinusal natural. Los impulsos eléctricos no se generan con la frecuencia o amplitud necesarias.
- Otras regiones del miocardio pueden crear impulsos eléctricos espontáneos (latidos ectópicos).
- Bloqueo en puntos del sistema de conducción del impulso.
- Conducción del impulso por vías alternativas.

Existen distintas herramientas de diagnóstico de la arritmia en base a la señal ECG. El complejo QRS es significativo para la detección de varios tipos de arritmias y al ser el de mayor amplitud, suele utilizarse en la detección automática. Existen diversos algoritmos de detección, algunos basados en el procesado de señales existentes y otros de detección en tiempo real. Para este proyecto, la detección en tiempo real es fundamental.

Uno de los algoritmos más conocidos y utilizados para la detección de la onda QRS es el algoritmo de Pan Tompkins. Es un algoritmo en tiempo real creado en 1985. Permite un reconocimiento del complejo QRS en base a análisis de pendiente, amplitud y anchura [30].

En el algoritmo de Pan Tompkins se llevan a cabo varias etapas.

- Filtro pasa-banda: el filtrado de paso alto atenúa las frecuencias de las ondas P y T y el ruido de base, mientras que el filtrado pasa-baja atenúa las frecuencias altas de artefactos de movimiento e interferencia de red.
- Derivación de la señal: al derivar la señal, se acentúan las pendientes rápidas de la señal. El complejo QRS es la pendiente más rápida y de mayor amplitud en la señal ECG.
- Transformación no lineal: se convierte la señal a función cuadrática. Elevando al cuadrado la señal, la convertimos en positiva para el proceso de integración posterior.
- Promediado: se utiliza una ventana deslizante de integración bajo la onda QRS (ahora siempre positiva). Con este filtro se promedia la duración del complejo detectado. Se define un valor de duración del complejo QRS que se considere característico, típicamente 150ms.

A continuación, se debe decidir si la onda detectada es un complejo QRS o es resultado de una interferencia. Para ello se realiza el proceso siguiente [30]:

- Marca de referencia: la forma de onda se procesa para extraer muestras unitarias en el punto máximo de amplitud de la onda con el objetivo de ubicar el complejo QRS en un instante de tiempo.
- Umbral: al analizar la amplitud de la onda el algoritmo utiliza dos valores de umbral, uno indica que la onda es QRS (umbral significativo) y otro indica que no lo es (umbral de ruido). Estos dos valores se inicializan después de un breve periodo de entrenamiento de 2 segundos. Los valores de umbral se adaptan continuamente a cambios de calidad de la señal. Cuando el pico de la señal se encuentra entre los dos valores de umbral significativo y umbral de ruido, o por encima del umbral de ruido, el pico se considera ruido y no una onda QRS. Entonces, el valor umbral de ruido se actualiza por este último pico, y se ajusta en consecuencia el umbral significativo.
- Eliminación de detecciones fuera del periodo refractario: fisiológicamente, una onda QRS no puede producirse 200 ms más tarde que la detectada anteriormente. Por ello, el algoritmo elimina tales eventos físicamente imposibles.
- Discriminación de ondas T: si una onda candidata a ser QRS ocurre después de 200 ms desde la anterior, pero antes de 360 ms, el algoritmo determina si se trata de un complejo QRS del siguiente latido o si es una onda T con una amplitud anormal. La decisión se basa en la pendiente media de la forma de onda; si la pendiente es menor de la mitad de una onda QRS normal, se considera una onda T, de lo contrario se considera detectada una onda QRS.

El código de C+ de este algoritmo puede encontrarse en: <https://github.com/rafaelmmoreira/PanTompkinsQRS/blob/master/panTompkins.c>

Con este algoritmo ya pueden detectarse anomalías en el ECG del paciente. Ya que se conocen los valores esperados de pendiente, amplitud y duración de la onda QRS, así como del periodo de tiempo entre dos ondas (latido), se establecen umbrales a partir de los que se decidió que en comportamiento de la señal indica que hay arritmia cardíaca o no la hay.

El microcontrolador del dispositivo guardará muestras hasta que haya suficientes para representar dos latidos consecutivos en un ritmo cardíaco normal. Para definir la cantidad de muestras a almacenar antes de enviar un input al código de detección de arritmias se ha tenido en cuenta que [31]:

-El ritmo cardíaco normal está entre 60 y 100 latidos por minuto.

-La bradicardia es la arritmia en que el ritmo disminuye por debajo de 60 latidos por minuto.

-La taquicardia es la arritmia en que el ritmo aumenta por encima de 100 latidos por minuto.

- El aleteo se produce a ritmo entre 250 y 350 latidos por minuto, y a partir de 350 se considera fibrilación ventricular.

Se han tomado 100 latidos por minuto por ser el límite normal al alza. Para representar dos latidos consecutivos con una frecuencia de muestreo de 2ms, son necesarias 1670 muestras. Si el ritmo cardíaco es más alto, las mismas muestras contendrán más latidos. Si el ritmo es de 60 latidos por minuto, se recogerá 1 latido.

La alarma de arritmia se enviará en el momento en que se registren al menos el equivalente en muestras a 10 latidos, que tomando el ritmo de 10 latidos por minuto serían 8350 muestras, con latidos anómalos consecutivos.

-



Anexo D: Manual de uso

Cómo usar los electrodos:

El dispositivo se entrega con electrodos de gel de tipo parche adhesivo. Es importante mantener los electrodos almacenados dentro de la caja y evitar que entren en contacto con humedad o polvo. Antes de colocar los electrodos, asegúrese de que la piel está limpia y seca. Puede ser necesario rasurar la zona donde se pega el electrodo si hay exceso de vello ya que puede influir en el registro. No se deben colocar los electrodos en zonas donde haya ronchas o exceso de piel seca. Cuando la superficie cutánea está preparada, despegue la lámina que protege la parte adhesiva del electrodo y péguelo asegurándose que el gel está en contacto con la piel. Debe colocar 4 electrodos cada vez en la posición que se muestra:

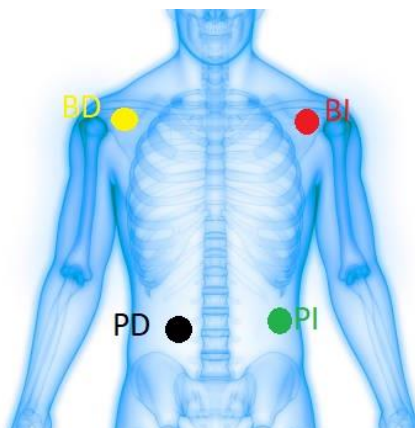


Figura 36. Colocación de los electrodos. (Fuente propia).

BI: brazo izquierdo

BD: brazo derecho

PI: pierna izquierda

PD: pierna derecha

Los cables entregados con el dispositivo tienen etiquetado con estas siglas la posición del electrodo al que deben conectarse.

Si un electrodo se despegar por sudoración, humedad, etc., pare el dispositivo y coloque un electrodo nuevo en su sitio. El uso ideal de los electrodos sería que duren durante una jordana entera y se cambien cuando vaya a asearse. Los electrodos no pueden meterse en el agua.

Cómo usar el dispositivo

La muñequera debe ajustarse a la muñeca con la tira de velcro de modo que la placa metálica quede totalmente en contacto con la piel. Es necesario no tapar la muñequera con ropa. Si no se puede evitar, procurar que sea una capa fina. La muñequera no puede estar en contacto con el agua.

Cuando tenga la muñequera y los electrodos colocados, fije la caja con la banda elástica en la zona del pecho colocándola como le sea cómodo siempre que está bien sujeta.

Para encender el dispositivo presione el botón ON-OFF solo una vez. Si se enciende la luz roja, el dispositivo indica que la batería está por debajo del 20%. Para cargarlo, es necesario que la muñequera no esté tapada. Si se enciende la luz amarilla, está indicando que la batería está entre el 80% y 20%, por lo que es recomendable no tapar la muñequera. Si se enciende la luz verde, el dispositivo tiene batería por encima del 80%. Si al presionar el botón ON el dispositivo enciende una luz roja y se apaga, está indicando que la batería está por debajo del 10%. En este caso, póngase en contacto con el centro médico para que cambien la batería al dispositivo.

El último paso es presionar el botón START y el dispositivo inicia el registro del electrocardiograma.

En caso de arritmia, el dispositivo le avisará con un pitido durante 30 segundos y enviará un aviso automáticamente a emergencias y al centro médico que ha prescrito el uso. Si oye el pitido, detenga la actividad que realiza y si le es posible busque ayuda. Manténgase en un lugar visible hasta que lleguen los servicios de emergencias.

El dispositivo emitirá un pitido más rápido si el aviso a emergencias no ha podido enviarse, en cuyo caso debe buscar ayuda lo antes posible.

Para apagar el dispositivo, presione el botón ON/OFF durante tres segundos seguidos.

Anexo E: Imágenes del dispositivo con diseño 3D

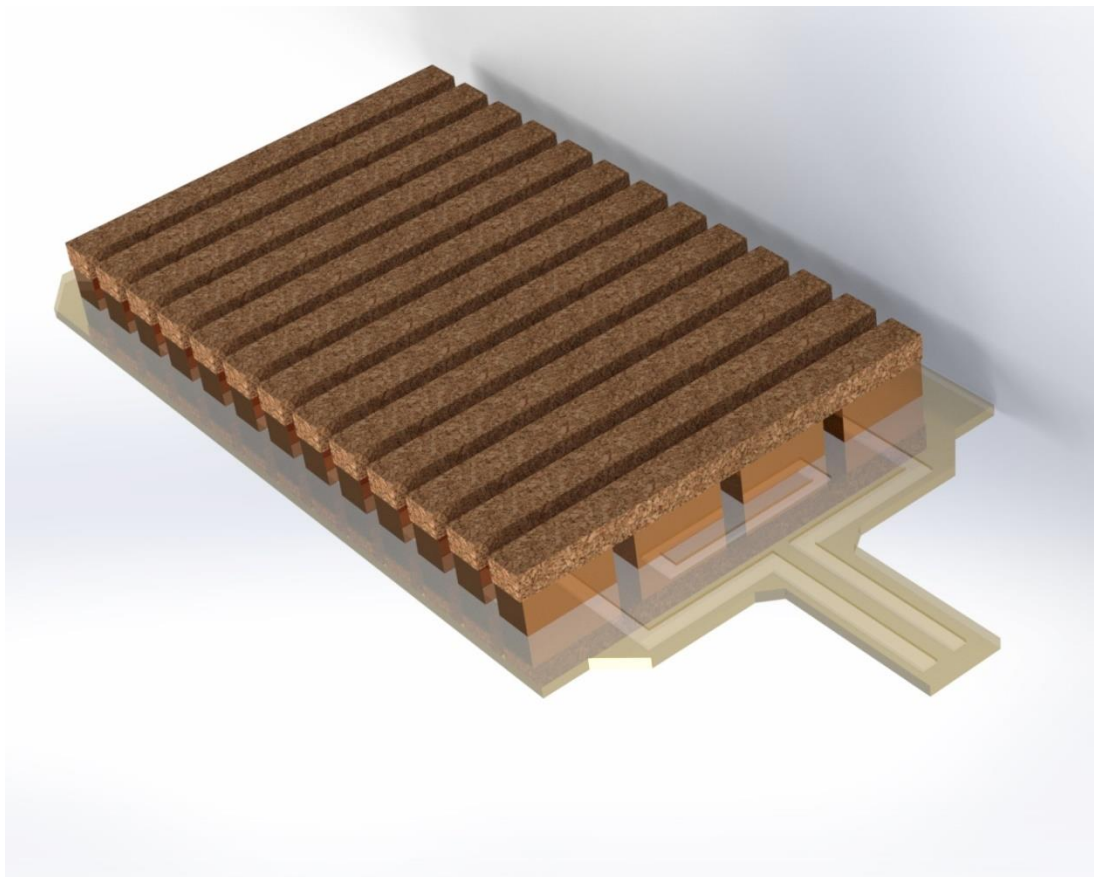


Figura 37. Diseño 3D del generador termoeléctrico propuesto. (Fuente propia).

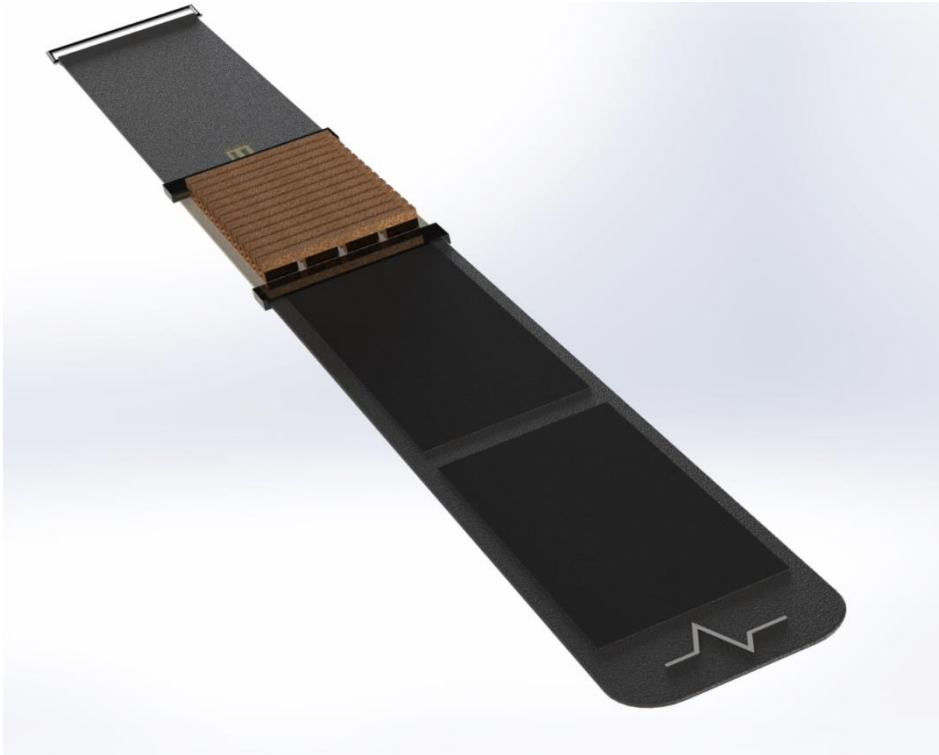


Figura 39. Diseño 3D de la muñequera con generador termoelectrico. (Fuente propia).

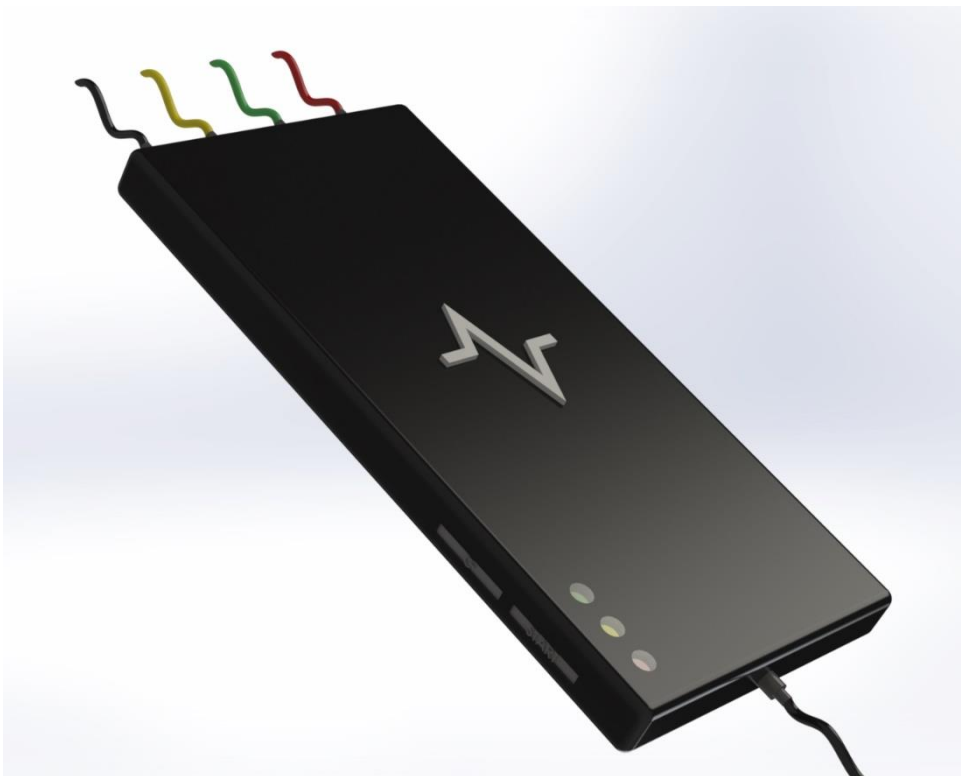


Figura 38. Diseño 3D de la caja del dispositivo. (Fuente propia).