



**Universidad**  
Zaragoza



Escuela de  
Ingeniería y Arquitectura  
**Universidad Zaragoza**

# **PROYECTO FINAL DE CARRERA**

## **SISTEMA INALÁMBRICO PORTÁTIL DE BAJO COSTE DE ADQUISICIÓN DE SEÑALES ELECTROCARDIOGRÁFICAS**

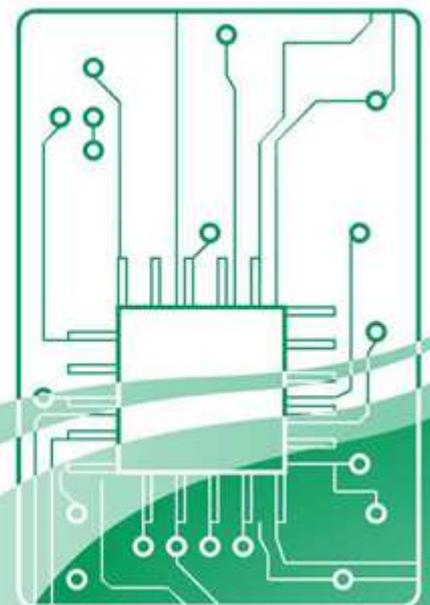
**DOCUMENTO:**  
MEMORIA

**AUTOR:**  
DANIEL SERRANO MARÍN

**DIRECTOR**  
ANTONIO BONO NUEZ

**ESPECIALIDAD**  
INGENIERÍA TÉCNICA INDUSTRIAL.  
ESPECIALIDAD ELECTRÓNICA INDUSTRIAL

**CONVOCATORIA**  
MARZO 2013





## RESUMEN

El presente documento refleja todos los aspectos del proceso de desarrollo de un sistema inalámbrico portátil de bajo coste de adquisición de señales electrocardiográficas (ECG). Las funciones principales de este diseño son capturar, acondicionar, digitalizar y procesar la señal procedente de la actividad eléctrica del corazón de un ser humano. Se pretende mostrar la señal en una pantalla de cristal líquido (LCD) y transmitirla a un ordenador personal. Se requiere un diseño modular para disponer de un dispositivo versátil y ampliable.

El desarrollo del proyecto se ha dividido fundamentalmente en 4 fases: búsqueda de información, desarrollo del hardware, desarrollo del software y elaboración de la documentación. La estructura de esta memoria es fiel a las fases de diseño seguidas y trata de justificar y reflejar los puntos clave.

La señal ECG es una señal bioeléctrica resultante de la actividad electroquímica que existe en ciertas células del cuerpo humano. Dada la naturaleza de estas señales, afectadas por numerosas fuentes de ruido e interferencias, un dispositivo de captura ECG precisa de una exigente etapa analógica para filtrar y amplificar adecuadamente la señal. Además, para proteger al paciente de riesgos eléctricos, debe considerarse el aislamiento como factor importante. Para digitalizar la señal capturada pueden usarse conversores analógico digitales discretos o integrados en el microcontrolador principal. El software debe considerar aspectos como la frecuencia de muestreo o la gestión y medida de tiempos y eventos. Existen multitud de técnicas para extraer los parámetros característicos de la señal ECG y así poder estimar el estado de salud de una persona. Los interfaces de comunicación que proveen los microcontroladores modernos son suficientes para realizar la transmisión de la información capturada. La visualización de la información a nivel gráfico es un tarea complicada que consume mucho tiempo de desarrollo.

El resultado final obtenido tras la fase de desarrollo ha sido muy positivo ya que se ha conseguido fabricar un prototipo donde la mayor parte de los requisitos planteados inicialmente han sido cumplidos. Así, el desarrollo ha concluido con un dispositivo capaz de capturar, visualizar y transmitir los datos capturados de forma inalámbrica. No obstante, han quedado pendientes diversos puntos mejorables que se plantean como trabajo futuro junto con explicaciones e ideas que sirvan de punto de partida en la discusión.

Dado el carácter multidisciplinar, varios aspectos positivos han derivado de la ejecución de este proyecto. En primer lugar, se han adquirido los conocimientos necesarios sobre electrocardiografía e instrumentación biomédica. Posteriormente, durante la fase de desarrollo hardware se han aprendido distintos enfoques y metodologías para la resolución de problemas tanto a nivel teórico como a nivel práctico. Finalmente, en la fase de desarrollo software se han aprendido técnicas de programación adaptadas al desarrollo de sistemas embebidos.



## CONTENIDO

1	INTRODUCCIÓN .....	7
1.1	OBJETIVOS .....	7
1.2	ELECTROCARDIOGRAFÍA EN CONTEXTO .....	7
1.3	LA ACTIVIDAD ELÉCTRICA DEL CORAZÓN .....	8
1.4	HISTORIA DE LA ELECTROCARDIOGRAFÍA .....	11
1.5	ESTUDIO DE MERCADO .....	13
1.6	SEÑAL ECG: CARACTERÍSTICAS Y SENSOR .....	17
2	DESARROLLO.....	22
2.1	REQUISITOS DEL DISEÑO .....	22
2.2	DISEÑO FUNCIONAL .....	22
2.3	DISEÑO DETALLADO .....	25
2.3.1	HARDWARE.....	25
2.3.1.1	ETAPA DE ADQUISICIÓN.....	25
2.3.1.1.1	AMPLIFICADOR DE SEÑALES BIOLÓGICAS .....	25
2.3.1.1.2	CIRCUITO RLD.....	28
2.3.1.1.3	CIRCUITO RESTAURADOR DE LA LÍNEA DE REFERENCIA .....	29
2.3.1.2	ETAPA DE ACONDICIONAMIENTO.....	31
2.3.1.2.1	ETAPA DE FILTRADO .....	31
2.3.1.2.2	ETAPA DE AMPLIFICACIÓN .....	38
2.3.1.2.3	AISLAMIENTO DE LA SEÑAL CAPTURADA .....	41
2.3.1.2.4	AISLAMIENTO DE LA ALIMENTACIÓN .....	45
2.3.1.2.5	CIRCUITOS ADICIONALES .....	46
2.3.1.2.6	DISEÑO PCB Y MECÁNICA .....	47
2.3.1.3	PLACA BASE .....	48
2.3.1.3.1	MICROCONTROLADOR.....	48
2.3.1.3.2	SISTEMA DE ALIMENTACIÓN .....	55
2.3.1.3.3	CIRCUITO DE ENCENDIDO Y APAGADO .....	62
2.3.1.3.4	MÓDULOS DE COMUNICACIÓN.....	64
2.3.1.3.5	MÓDULO PANTALLA LCD.....	68
2.3.1.3.6	DISEÑO PCB Y MECÁNICA.....	72
2.3.2	SOFTWARE .....	74
2.3.2.1	ESTRUCTURA DEL CÓDIGO .....	74
2.3.2.2	PROGRAMA PRINCIPAL .....	76
2.3.2.3	BASE DE TIEMPOS .....	79



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

2.3.2.4	MÁQUINA DE ESTADOS MMI .....	81
2.3.2.5	FUNCIONES ASOCIADAS A LA MMI .....	84
2.3.2.5.1	FUNCIÓN OPCIÓN SIGUIENTE.....	84
2.3.2.5.2	FUNCIÓN ACTUALIZAR TIEMPO DEL SISTEMA.....	85
2.3.2.5.3	FUNCIÓN MOSTRAR SEÑAL ECG.....	86
2.3.2.6	FUNCIONES ASOCIADAS AL PROCESADO DE LA SEÑAL ECG.....	87
2.3.2.6.1	FUNCIÓN DE CONVERSIÓN ADC .....	87
2.3.2.6.2	FUNCIÓN DE PROCESADO DE SEÑAL ECG .....	88
2.3.2.6.3	FUNCIÓN DE FILTRADO DE SEÑAL ECG.....	90
2.3.2.6.4	FUNCIÓN DE DETECCIÓN DE LA ONDA R DE LA SEÑAL ECG.....	91
2.3.2.6.5	FUNCIÓN DE CÁLCULO DE LA FRECUENCIA CARDIACA .....	93
2.3.2.6.6	FUNCIÓN ENVIAR DATOS SEÑAL ECG .....	94
2.3.2.7	MÁQUINA DE ESTADOS GESTIÓN DE LA ENERGÍA.....	94
2.3.2.8	FUNCIONES ASOCIADAS A LA GESTIÓN DE LA ENERGÍA.....	98
2.3.2.8.1	FUNCIÓN DE OBTENCIÓN DE VALORES V-I DE LA BATERÍA.....	98
2.3.2.8.2	FUNCIÓN DE COMPROBACIÓN DEL ESTADO DE ENERGÍA DEL SISTEMA .....	99
2.3.2.8.3	FUNCIÓN ACTUALIZAR CAPACIDAD ACUMULADA .....	100
2.3.2.8.4	FUNCIONES CARGAR Y GRABAR BACKUP DE PARAMETROS DE LA BATERÍA .....	102
3	CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO .....	105
	BIBLIOGRAFÍA .....	111
	ANEXOS.....	114
A.	ESQUEMAS ELÉCTRICOS .....	114
B.	PLACAS DE CIRCUITO IMPRESO .....	118
C.	COSTE DE FABRICACIÓN .....	119
D.	DATASHEETS .....	124



## TABLA DE FIGURAS

Figura 1. Miocardio y Sistema de Conducción Eléctrica.....	8
Figura 2. Potenciales de la Señal Electrocardiográfica.....	9
Figura 3. Formas de Onda de un ECG de 12 Derivaciones .....	10
Figura 4. Willem einthoven .....	12
Figura 5. Monitor Holter Philips Digitrax XT.....	13
Figura 6. Omron Portable ECG Monitor HCG-801.....	14
Figura 7. ChoiceMMed MD100E Portable ECG. ....	15
Figura 8. HealForce Price 180B Easy ECG Monitor.....	15
Figura 9. Nuubo nECG.....	16
Figura 10. Imecc CARDIO.....	17
Figura 11. Proceso de Oxidación en la Interfaz Electrodo-Electrolito.....	18
Figura 12. Circuito Equivalente de la Interfaz Electrodo-Paciente.....	19
Figura 13. Diagrama de Bloques del Sistema de Adquisición de Señales Electrocardiográficas. ....	23
Figura 14. Interior del Amplificador de Instrumentación INA333.....	26
Figura 15. Esquema Eléctrico del Amplificador de Señales ECG. ....	27
Figura 16. Esquema eléctrico para generar el nivel de referencia.....	30
Figura 17. Esquema eléctrico del circuito restaurador del nivel de referencia. ....	30
Figura 18. Esquema eléctrico de un filtro paso bajo de segundo orden tipo Sallen-Key32	
Figura 19. Comparación de la respuesta en frecuencia entre distintos tipos de filtros. 32	
Figura 20. Interfaz del software de diseño de filtros activos FILTER PRO de Texas Instruments. ....	33
Figura 21. Esquema Eléctrico de un filtro paso bajo de orden 4. ....	33
Figura 22. Respuesta frecuencial tipo Bessel de un filtro paso bajo de orden 4. ....	35
Figura 23. Esquema eléctrico de un filtro paso alto de orden 4. ....	36
Figura 24. Respuesta frecuencial tipo Bessel de un filtro paso alto de orden 4. ....	37
Figura 25. Esquema eléctrico de la etapa de amplificación. ....	38
Figura 26. Respuesta frecuencial de la interfaz para captura y acondicionamiento de señales ECG.....	40
Figura 27. Diagrama de bloques de un amplificador de aislamiento.....	42
Figura 28. Interior del optoacoplador analógico IL300. ....	42
Figura 29. Esquema circuital de un amplificador de aislamiento basado en el optoacoplador analógico IL300 .....	43
Figura 30. Esquema eléctrico del convertidor DC-DC aislado de la interfaz analógica. ...	45
Figura 31. Diagrama de bloques del convertidor DC-DC aislado. ....	46
Figura 32. Esquema eléctrico de los bloques adicionales de la interfaz analógica.....	47
Figura 33. Interfaz analógica para captura y acondicionamiento de señales ECG. ....	48
Figura 34. Diagrama de bloques de un microcontrolador de arquitectura Cortex-M3. 49	
Figura 35. Mapa de memoria de un microcontrolador de arquitectura Cortex-M3. ....	50
Figura 36. Microcontrolador STM32F103VET6. ....	52
Figura 37. Esquema eléctrico del sistema de alimentaciones del microcontrolador STM32F103VET6.....	53
Figura 38. Esquema eléctrico de sistema de relojes del microcontrolador STM32F103VET6.....	54



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

Figura 39. Batería de polímero de litio con circuito de protección.....	56
Figura 40. Perfil de carga de una batería de litio en un cargador con algoritmo CC/CV. .....	57
Figura 41. Esquema eléctrico de la etapa de gestión de la energía de la batería.....	58
Figura 42. Interior del sensor de corriente INA214.....	59
Figura 43. Esquema eléctrico de un convertor Buck-Boost básico.....	61
Figura 44. Esquema eléctrico usado en la etapa de alimentación del convertor Buck-Boost LTC3440. ....	61
Figura 45. Esquema eléctrico del circuito de encendido y apagado.....	63
Figura 46. Diagrama de bloques del circuito integrado FT232RL.....	65
Figura 47. Esquema eléctrico de la etapa de comunicación y alimentación por USB de la placa base. ....	66
Figura 48. Módulo bluetooth WLS123A1M.....	67
Figura 49. Esquema eléctrico del módulo bluetooth de la placa base. ....	68
Figura 50. Módulo LCD HY32D. ....	69
Figura 51. Diagrama de bloques del controlador de pantalla SSD1289.....	70
Figura 52. Esquema de conexión de la pantalla LCD HY32D al microcontrolador STM32F103VET6.....	71
Figura 53. Placa base del sistema de adquisición de señales electrocardiográficas.....	73
Figura 54. Diagrama de actividad del programa principal. ....	77
Figura 55. Diagrama de actividad de la rutina de interrupción de sistema SysTick.....	80
Figura 56. Diagrama de estados de la máquina de estados MMI.....	82
Figura 57. Diagrama de actividad de la función “Opción Siguiente” .....	84
Figura 58. Diagrama de actividad de la función “Actualizar Tiempo del Sistema” .....	85
Figura 59. Diagrama de actividad de la función “Mostrar Señal ECG”.....	86
Figura 60. Diagrama de actividad de la conversión analógico-digital.....	88
Figura 61. Diagrama de actividad del procesado de señal ECG. ....	89
Figura 62. Diagrama de actividad de filtrado de señal ECG. ....	90
Figura 63. Diagrama de actividad para la detección de la onda ECG.....	92
Figura 64. Diagrama de actividad la función “Calcular Frecuencia Cardiaca”. ....	93
Figura 65. Diagrama de actividad de la función “Enviar señal ECG” .....	94
Figura 66. Diagrama de estados de la máquina de estados de gestión de la energía... ..	96
Figura 67. Diagrama de estados de la función “Obtener valores V-I de la batería”. ....	98
Figura 68. Diagrama de actividad de la función “Comprobación del Estado de Energía del Sistema”.....	100
Figura 69. Diagrama de actividad de la función “Actualizar Capacidad Acumulada” ..	101
Figura 70. Diagrama de actividad de la función “Backup Variables Batería”.....	103
Figura 71. Diagrama de actividad de la función “Cargar Valores Backup de Variables de la Batería” .....	104
Figura 72. Prototipo del sistema inalámbrico portátil de bajo coste de adquisición de señales ECG.....	107
Figura 73. Visualización de la señal ECG en el sistema diseñado.....	107
Figura 74. Gráfico de los datos recibidos por un ordenador enviados desde el sistema diseñado. ....	108



## LISTA DE ACRÓNIMOS

ECG	Electrocardiograma
EMG	Electromiograma
TFT-LCD	Thin Film Transistor Liquid Crystal Display
CAD	Computer Aided Design
Ag / AgCl	Plata / Cloruro de Plata
MMI	Man Machine Interface
HMI	Human Machine Interface
RLD	Right-Leg Driver (Circuit)
A / D	(Conversor) Analógico / Digital
DC	Corriente Continua
USB	Universal Serial Bus
microSD	micro Secure Digital (Card)
CMRR	Common Mode Rejection Ratio
AC	Corriente Alterna
USART	Universal Synchronous Asynchronous
PC	Personal Computer
LED	Light Emitting Diode
PWM	Pulse Width Modulation
PCB	Printed Circuit Board
ROM	Read Only Memory
RCA	Radio Corporation of America
ARM	Advanced RISC Machines
NVIC	Nested Vectored Interrupt Controller
CMSIS	Cortex Microcontroller Software Interface Standard
DMA	Direct Memory Access
FSMC	Flexible Static Memory Controller
SPI	Serial Peripheral Interface
I <sup>2</sup> C	Inter-Integrated Circuit
JTAG	Joint Test Action Group
RTC	Real Time Clock
PLL	Phase-Locked Loop
NTC	Negative Temperature Coefficient
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
PTC	Positive Temperature Coefficient
LDO	Low Drop-Out (Regulator)
ESR	Equivalent Series Resistor
CMOS	Complementary MOS
ISM	Industrial, Scientific, Medical
SPP	Serial Port Profile
ANSI	American National Standards Institute
IEC	International Electrotechnical Commission
IIR	Infinite Impulse Response



# **1 INTRODUCCIÓN**

## **1.1 OBJETIVOS**

El presente proyecto se centra en el diseño de un dispositivo capaz de capturar, procesar y mostrar la señal electrocardiográfica (ECG) procedente de la actividad eléctrica del corazón de una persona. Adicionalmente, la señal capturada puede ser guardada y transmitida para visualización, tratamiento y análisis mediante herramientas más potentes como un ordenador portátil.

Por otro lado, se pretende conseguir un diseño portable y de bajo coste orientado al uso doméstico en concordancia con las tendencias del mercado. El diseño debe estar orientado al cuidado y seguimiento personal de forma que, al paciente o usuario pueda disponer de un sistema de diagnóstico básico, barato y de fácil acceso que sirva como referencia y base para diagnósticos más avanzados realizados por un especialista médico. Además, se pretende que el diseño se base en un concepto de modular, es decir, que esté formado por bloques conectables entre sí que puedan proporcionar distintas funcionalidades.

Del diseño hardware y software resultante se va a fabricar un prototipo con el fin de evaluar su funcionalidad, limitaciones y posibilidades del futuro. El diseño incluirá las medidas de seguridad necesarias para que se puedan realizar pruebas reales sobre diferentes personas.

La ejecución del proyecto conlleva la adquisición de conocimientos básicos en el campo de la instrumentación electrónica orientada a la biomedicina. Adicionalmente, implica el manejo eficiente de herramientas de diseño asistido por ordenador para producir diseños electrónicos funcionales que puedan ser fabricar en un servicio de prototipado profesional. Por último, es objetivo del presente proyecto el afianzamiento de los conocimientos de programación adquiridos para el desarrollo de un sistema integrado y medianamente complejo, parecido a un sistema de investigación o producción en el que se manejen con soltura herramientas de software a nivel de programación y depuración de código fuente.

## **1.2 ELECTROCARDIOGRAFÍA EN CONTEXTO**

La electrocardiografía consiste en la adquisición y análisis de la evolución de la actividad eléctrica del corazón con el tiempo normalmente a través de electrodos de metal adheridos a la piel, en el pecho y extremidades, de un paciente [1].

La relevancia clínica de la electrocardiografía ha crecido con el paso de los años y, actualmente supone parte fundamental de la evaluación de la salud general y cardiovascular de las personas.

Se trata de una herramienta esencial, muy versátil, no invasiva y barata capaz de detectar arritmias, alteraciones en la conducción y flujo sanguíneo, cardiopatías



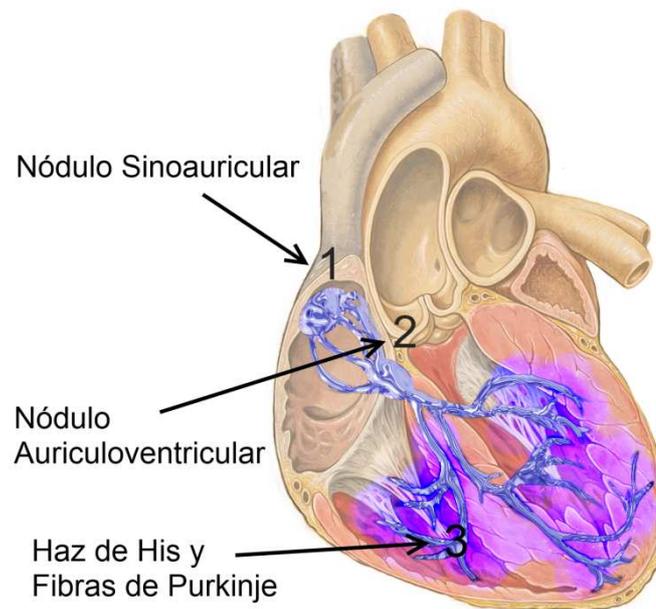
isquémicas, etc. Además ayuda a predecir otras alteraciones metabólicas peligrosas que pueden conducir, por ejemplo, a infartos de miocardio [2].

A parte de la orientación clínica de la electrocardiografía, también se han utilizado sus principios fundamentales para el desarrollo de otras aplicaciones como por ejemplo los pulsómetros, que miden la frecuencia cardíaca y que usan a diario miles de personas para controlar uno de los parámetros más relevantes de la señal ECG. Por ejemplo, es común el uso de estos dispositivos para evaluar y mejorar mediante distintas técnicas el rendimiento y salud de los deportistas, aficionados o profesionales [3].

### **1.3 LA ACTIVIDAD ELÉCTRICA DEL CORAZÓN**

La contracción y relajación de los tejidos que forman parte del corazón se debe a la despolarización, o estimulación, y repolarización, o recuperación, de las células del miocardio. Se trata de un proceso cíclico al que comúnmente se le denomina latido del corazón.

El proceso es controlado por señales eléctricas que se propagan por el corazón gracias a la acción de una serie de células, llamadas marcapasos, un sistema conductor, formado por Haz de His y las fibras de Purkinje entre otros, y el músculo cardíaco, o miocardio. La Figura 1 muestra una representación de las partes que intervienen en la generación de las señales mencionadas:



**Figura 1. Miocardio y Sistema de Conducción Eléctrica.**

La señal eléctrica del corazón se produce en un ciclo periódico denominado ciclo cardíaco y se caracteriza por una serie de potenciales asociados a los distintos eventos que se producen durante ese ciclo como las contracciones musculares, el bombeo de sangre, etc. que Einthoven, padre de la electrocardiografía, acuñó con los nombres P, Q, R, S, T y U. La siguiente imagen, obtenida de [4], muestra la forma de onda característica que se puede obtener de un electrocardiograma básico:



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

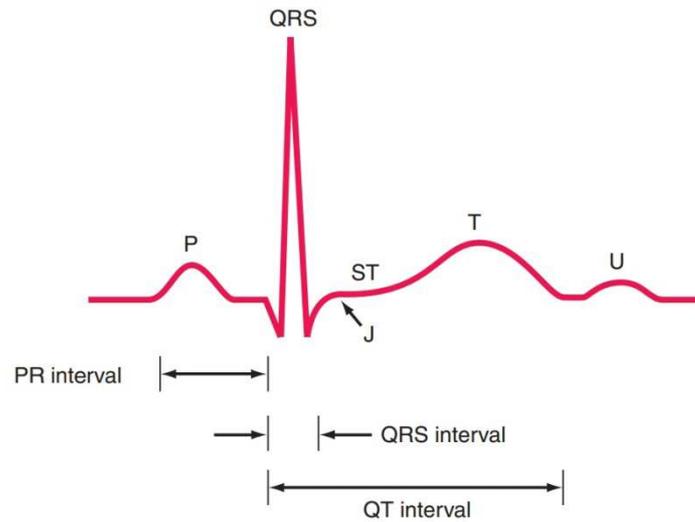


Figura 2. Potenciales de la Señal Electrocardiográfica.

Un ciclo o latido normal comienza en el nódulo sinoauricular que actúa como marcapasos natural, transmitiendo un impulso eléctrico a través de las aurículas derecha e izquierda. Las aurículas, llenas de sangre, son estimuladas y se inicia la despolarización auricular que provoca su contracción. Este proceso se conoce como sístole auricular y produce el potencial asociado a la onda P de la señal ECG.

La señal eléctrica generada se ralentiza en el nódulo auriculoventricular para permitir que la sangre acumulada en las aurículas llene los ventrículos. Posteriormente, el impulso se transmite hasta éstos de forma controlada a través del conocido como Haz de His. En esta fase se genera la onda Q de la señal ECG.

El Haz de His se bifurca hacia los ventrículos izquierdo y derecho a través de las fibras de Purkinje. En el instante en el que la señal llega a esta parte, se produce la contracción del ventrículo izquierdo que bombea la sangre hacia los pulmones y se caracteriza por la onda R de la señal ECG.

La señal continúa su propagación provocando la contracción del ventrículo derecho que bombea la sangre hacia el cuerpo a través de la arteria aorta. La onda S de la señal ECG caracteriza este proceso. Finalmente, la relajación de los ventrículos produce la onda T y la onda U mostradas en la parte final de la Figura 2.

La actividad eléctrica del corazón se obtiene mediante dispositivos llamados electrocardiógrafos que son capaces de registrar la evolución temporal de los potenciales generados durante el ciclo cardíaco y ofrecerla mediante algún método de visualización, tradicionalmente papel y actualmente grandes pantallas que permiten observar con el máximo detalle todos los parámetros que pueden afectar a esta actividad. Los electrocardiógrafos registran la señal ECG como diferencia de potencial entre electrodos situados en el pecho y extremidades del paciente, lo que usualmente se conoce como derivación. Los dispositivos de grado clínico constan normalmente de



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

hasta 12 derivaciones que se forman a partir de 10 electrodos cuya colocación se detalla en la siguiente tabla:

Denominación del electrodo	Localización del electrodo
RA	A lo largo del brazo derecho, normalmente muñeca o cerca del hombro.
LA	A la misma altura que el anterior electrodo pero en el brazo izquierdo.
RL	En la pierna derecha, situado a la altura del tobillo o zona media del cuádriceps, en función de la altura en la que se sitúan RA y LA.
LL	A la misma altura que el anterior electrodo pero en la pierna izquierda.
V1	Entre las costillas 4 y 5 en la parte derecha del esternón.
V2	Entre las costillas 4 y 5 en la parte izquierda del esternón.
V3	Entre los electrodos V2 y V4.
V4	Entre las costillas 5 y 6 a la altura del punto medio de la clavícula.
V5	En línea horizontal con V4 a la altura de extremo lateral de la clavícula, en la zona más próxima al brazo.
V6	En línea horizontal con V5 a la altura del punto medio de la axila.

Tabla 1. Localización de los Electrodos en un ECG de 12 derivaciones.

Con los 10 electrodos mencionados se generan las 12 derivaciones cuyas formas de onda se pueden apreciar en la Figura 3. Las derivaciones I, II y III son bipolares por medir la diferencia de potencial entre 2 puntos mientras que las 9 restantes se consideran unipolares ya que muestran la diferencia de potencial entre un electrodo y el punto denominado terminal central de Wilson (baricentro del triángulo de Einthoven formado por las derivaciones I, II y III).

Por tanto, la disposición de los electrodos se usa para realizar un análisis vectorial de los parámetros característicos, es decir, se permite observar la actividad eléctrica desde varias perspectivas (anterior, lateral, inferior, etc.) al mismo tiempo. El análisis por comparación de las medidas adquiridas con los vectores en magnitud y dirección que representan la polarización y despolarización normal de las células marcapasos de pacientes sanos supone gran parte de la información de un diagnóstico clínico.

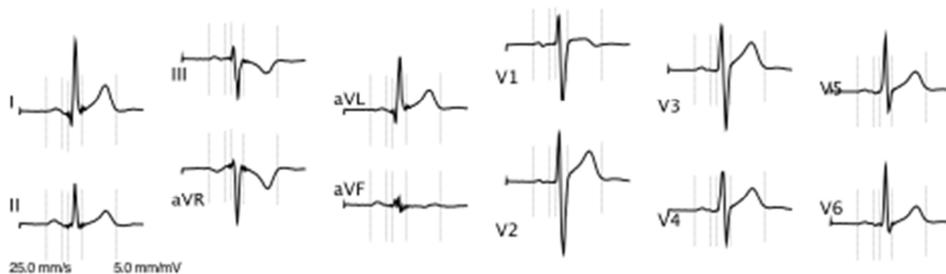


Figura 3. Formas de Onda de un ECG de 12 Derivaciones



No es objeto del presente proyecto entrar en más detalle de la actividad eléctrica del corazón. No obstante, para obtener información mucho más detallada acerca del funcionamiento del corazón y orientada al diagnóstico clínico se pueden consultar las referencias [2] y [4] que se han usado para elaborar el resumen de este apartado.

#### ***1.4 HISTORIA DE LA ELECTROCARDIOGRAFÍA***

La electrocardiografía es un campo relativamente moderno de la medicina cuya base comienza en 1771 cuando Luigi Galvani (1737 - 1798) descubre que la electricidad produce movimiento en los músculos de los animales (utiliza ranas para sus experimentos), efecto que él acuña como “Electricidad Animal”. Su trabajo logró cierta atención de otros físicos importantes que comenzaron a investigar sobre lo que denominaron posteriormente, en honor al descubridor, como “galvanismo”. Fruto de esta investigación surgieron dispositivos capaces de medir estas pequeñas corrientes eléctricas y que se conocieron como galvanómetros [5].

Carlo Matteucci (1811 - 1868) fue el primero que observó evidencias de la actividad eléctrica del corazón en animales cuando su galvanómetro detectó cierta actividad al situarlo sobre un corazón latiendo. No obstante, el científico no fue capaz de producir registros permanentes que demostraran esta actividad.

En 1872, Gabriel Lippmann (1845 - 1921) desarrolló el electrómetro capilar, un dispositivo capaz de detectar ondas eléctricas que fue usado por Augustus Désiré Waller (1856 - 1922) para registrar, mediante electrodos, la actividad eléctrica del corazón humano. Este hecho, supuso la aparición de un nuevo campo en la medicina, denominado “cardiografía”, que perfiló los fundamentos de lo que hoy se conoce como electrocardiografía moderna.

Willem Einthoven (1860 – 1927) es la persona considerada como fundadora de la electrocardiografía moderna. Einthoven observó que el dispositivo de A. D. Waller no era lo suficientemente preciso para usarlo como herramienta de diagnóstico e invirtió varios años en mejorarlo. De su trabajo nació el galvanómetro de cuerda capaz de registrar los cinco potenciales eléctricos de la señal electrocardiográfica que hoy conocemos con las letras P, Q, R, S, T y U. Usando los datos adquiridos fue capaz de predecir la forma de onda de esta señal, hecho que fue confirmado varios años después gracias al uso de instrumentos de medida más modernos. La siguiente fotografía extraída de [6] muestra a Einthoven en la última etapa de su vida.



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas



Figura 4. Willem einthoven

A pesar de su esfuerzo, Einthoven no fue inicialmente reconocido y tuvo que dedicar recursos propios para su investigación. Publicó sus resultados y conclusiones en 2 trabajos, “Le Télécadiogramme” en 1906 y “Weiteres über das elektrokardiogramm” en 1908, donde entre otras cosas definía los “ejes del corazón”, las derivaciones y la mejor forma de medir la señal eléctrica. Gracias a estos trabajos, le llegó el merecido reconocimiento de la comunidad científica y le fue concedido el premio Nobel de medicina en 1924.

Basado en el trabajo de Einthoven, Frank Newman Wilson (1890 - 1952) definió el electrodo central, que utilizó como potencial de referencia para poder comparar los datos recogidos de distintos pacientes. Este trabajo sirvió para demostrar la capacidad de detectar enfermedades cardíacas y anomalías en el ritmo cardíaco y en la conducción sanguínea, dando el impulso definitivo a la electrocardiografía como una buena herramienta de diagnóstico no invasivo.

El sistema de derivaciones definido por Einthoven se convirtió en un estándar y galvanómetro se mejoró sustituyendo la amplificación mecánica de la señal y las vasijas de líquido salino, por amplificación electrónica mediante válvulas de vacío. Los procedimientos de registro y grabación también fueron evolucionando de forma rápida. Los instrumentos de escritura mediante lápiz supusieron un gran avance aunque debido a la inercia de la herramienta, su precisión fue duramente cuestionada. Posteriormente, los dispositivos de inyección de tinta y, finalmente, las impresoras láser han permitido capturar la señal ECG de la forma más fidedigna posible.

La electrónica permitió el desarrollo de los primeros dispositivos móviles. El primero fue desarrollado en la compañía de Frank Sanborn, pesaba 22,60 kg y requería una batería de automóvil de 6 V. No obstante, como es habitual, La verdadera revolución en los dispositivos de electrocardiografía portátil se produjo tras el desarrollo de la tecnología de los semiconductores.



Hoy en día, gracias a la ayuda de los ordenadores es posible mostrar, grabar y transmitir la señal ECG en tiempo real. Todos estos avances, que hacen posible realizar diagnósticos médicos prácticamente en cualquier lugar, posiblemente mantendrán la electrocardiografía como una de las técnicas más importantes de diagnóstico no invasivo durante muchos años [1].

### **1.5 ESTUDIO DE MERCADO**

Los dispositivos para la adquisición de la señal ECG han evolucionado pasando de ser grandes y pesados a pequeños y manejables. El siguiente paso lógico debido en parte al desarrollo de la electrónica y, en parte, a las tendencias de mercado, ha sido la aparición de dispositivos portátiles que habilitan un diagnóstico y monitorización a niveles básicos fuera del ámbito ambulatorio.

El siguiente apartado recoge distintas soluciones disponibles en el mercado y que encajan de alguna u otra forma con las características del dispositivo que se pretende diseñar en este proyecto. Normalmente a los dispositivos portátiles y telemétricos de monitorización continua de la actividad eléctrica del corazón se les denomina monitores Holter, en honor a su inventor Norman Holter.

En primer lugar, nos gustaría comentar un dispositivo de Philips, fabricante mundialmente conocido por sus productos en una infinidad de áreas, entre ellas el área médica. El monitor Holter Philips DigiTrak XT es un monitor de señal ECG que pesa tan sólo 62 g y está orientado al uso profesional. Por otro lado, soporta 12 derivaciones y tiene una autonomía de hasta 7 días alimentándose de una pila de tipo AAA (1,5 V). Como se puede observar en la Figura 5, se trata de un dispositivo muy pequeño pensado para ser portado de forma continua durante el tiempo que dure la grabación. El precio encontrado en tiendas no oficiales de este produce es de 2000 dólares.



Figura 5. Monitor Holter Philips DigiTrak XT



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

### Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

Para conocer más información de este dispositivo se puede acceder a la página web oficial, almacenada en la sección de cuidado de la salud de Philips, cuya referencia es [7].

También de marca relativamente conocida, durante este corto estudio de mercado se ha observado el dispositivo Omron Portable ECG Monitor HCG-801. Este dispositivo no está orientado al ámbito profesional. El ECG se captura agarrando firmemente el dispositivo con las manos, lo cual es un concepto curioso porque no corresponde con ninguna de las derivaciones definidas médicamente. Graba 30 segundos de una sola derivación y puede almacenar hasta 5 grabaciones en memoria y hasta 300 en la tarjeta SD. Utiliza 2 pilas alcalinas de tipo triple AAA. En el manual, disponible en [7], se pueden observar las especificaciones más relevantes como la frecuencia de muestreo (125 Hz) o el ancho de banda capturado (0,02 a 40 Hz). La cotización más económica encontrada para este dispositivo ha sido de 290 dólares.



Figura 6. Omron Portable ECG Monitor HCG-801

De fabricantes menos conocidos y con un concepto similar al producto de Omron, encontramos el modelo de ChoiceMMed MD100E [1] del que, observando su datasheet podemos decir que opera en un rango de frecuencias mayor que el anterior dispositivos, entre 0,5 Hz y 75 Hz, y su frecuencia de muestreo es de 250 Hz. Comentamos estos datos porque, como veremos más adelante, se acercan más al cumplimiento de estándares que lo que propone Omron en su dispositivo. Al igual que el anterior, graba hasta 30 segundos en cada toma y funciona con 2 pilas. Destacamos la gran pantalla a color y el aparente atractivo interfaz de usuario. El precio más económico localizado para este dispositivo ha sido de 258 dólares.



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas



Figura 7. ChoiceMMed MD100E Portable ECG.

En la misma línea que los productos de Omron y ChoiceMMed encontramos el producto HealForce Price 180B Easy ECG Monitor, que prácticamente replica las características y prestaciones técnicas del modelo de Omron, por lo que asumimos que tiene el mismo público objetivo, es decir, son competidores directos. De las especificaciones, lo que más nos ha llamado la atención es que con un cable especial es capaz de capturar hasta 3 derivaciones sin cambiar la posición de los electrodos pero no de forma simultánea sino secuencial. Parece ser el más barato de todos los dispositivos encontrados costando tan solo 175 dólares.

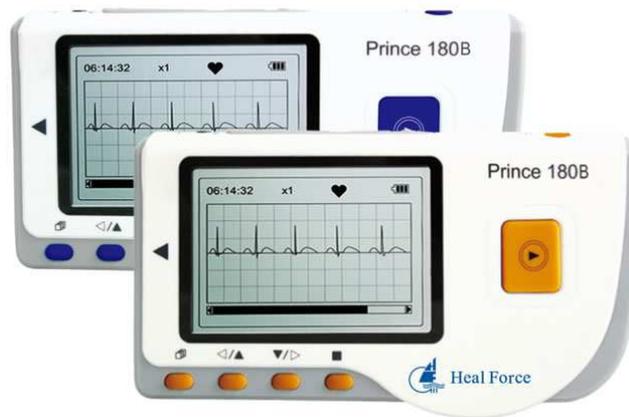


Figura 8. HealForce Price 180B Easy ECG Monitor.

De cara a una posible comparativa entre el diseño planteado y los modelos comerciales, el caso de Philips es un caso especial porque se trata de un dispositivo de grado médico cuyas prestaciones y precio quedan fuera de los objetivos y requisitos planteados. En cambio, el modelo de dispositivo de electrocardiografía que desarrolla este proyecto podría encajar perfectamente en el mismo segmento de mercado que se muestra en los tres últimos casos. Las mejoras que se plantean respecto de las prestaciones que estos productos presentan son la transmisión inalámbrica de



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

### Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

información de una grabación continua y la mejora de los parámetros de captura en términos de ancho de banda y frecuencia de muestreo. Por otro lado, consideramos que el sistema tradicional de electrodos es más adecuado que utilizar las manos, de cara a un diagnóstico básico.

Por último, en esta sección hemos querido comentar unos dispositivos cuya función es monitorizar la actividad cardíaca de forma continua y que nos han llamado poderosamente la atención por el concepto que representan.

El dispositivo Nuubo nECG es un pequeño dispositivo diseñado por una empresa española cuyo principal mérito es el tamaño, aproximadamente como el de una cinta de pecho de un pulsómetro, y por ser capaz de transmitir la información inalámbrica en tiempo real. Esta característica es deseable y extrapolable al diseño que presentamos con este documento memoria. No disponemos de otros datos como prestaciones a nivel técnico o precio. Ver [1] para más información.



Figura 9. Nuubo nECG.

Del mismo estilo y concepto pero capturando desde una derivación más estandarizada del ECG están los modelos Intelsens VPatch, el modelo Corventis Nuvant MCT y el Imed CARDIO. De este último, lo más interesante es que presenta también un concepto modular pudiendo combinar la captura de señales ECG y EEG (Electroencefalografía) en un solo dispositivo.



Figura 10. Imec CARDIO.

La proliferación de dispositivos de captura de señal ECG, tanto orientados a mundo profesional como al del cuidado y control personal, demuestra que la monitorización de la actividad eléctrica del corazón se considera actualmente una de las fuentes de información más ricas y completas en lo que a salud de una persona se refiere. Las tendencias a la miniaturización de la electrónica están favoreciendo la aparición de sistemas de adquisición cada vez más pequeños, incluso integrados en ropa técnica de cara a una posible monitorización permanente, no intrusiva y no molesta. Las ideas recogidas de los productos anteriores han servido como punto de partida del desarrollo planteado.

### **1.6 SEÑAL ECG: CARACTERÍSTICAS Y SENSOR**

La señal electrocardiográfica mostrada en la Figura 2 es una señal bioeléctrica. Las señales bioeléctricas son señales producidas por organismos vivos y que difieren en términos de generación y representación si se comparan con aquellas generadas en conductores metálicos [2]. De hecho, las señales bioeléctricas son el resultado de la actividad electroquímica que se produce en un tipo de células, denominadas células excitables, que forman parte del sistema nervioso y de los tejidos muscular y glandular.

Los procesos químicos nombrados, que se componen de reacciones químicas, procesos termodinámicos y otros efectos, estimulan las células excitables produciendo los denominados potenciales de acción.

A grandes rasgos, las células están formadas por una membrana que, debido a los movimientos de iones  $Na^+$  y  $K^+$ , presenta un cierto potencial, denominado potencial de membrana o, también, potencial de reposo [2] y [7]. Cuando, por estímulos externos a la célula, dicho potencial disminuye, se genera el potencial de acción que restaura el potencial de membrana que había al iniciar el proceso.

Para medir este tipo de señales se requiere una interfaz capaz de convertir las señales electroquímicas en señales eléctricas que se transmitan a través de metales conductores, esto es, un transductor que transforme las corrientes iónicas en



corrientes electrónicas. El tipo de interfaz necesario consta de los denominados electrodos superficiales o, simplemente, electrodos.

Para entender cómo se produce dicha transducción, se debe considerar también el interfaz formado entre el electrodo y el electrolito. El electrolito es una sustancia, normalmente acuosa, que contiene iones libres. Es en la unión entre el electrodo y el electrolito donde se produce la conversión requerida.

El proceso se compone de corrientes iónicas que fluyen en el electrolito dando lugar a reacciones químicas como la oxidación o la reducción, dependiendo de la dirección de la corriente. Para compensar dichas reacciones, se producen corrientes eléctricas que fluyen por el interfaz y balancean el proceso de forma dinámica.

Por ejemplo, el proceso de oxidación conlleva el movimiento de aniones ( $A^-$ ) hacia el interfaz. Dicho movimiento, hace que los cationes ( $C^+$ ) al otro lado de la frontera se separen de ella. Finalmente, un flujo de electrones ( $e^-$ ) trata de contrarrestar dicha reacción dando lugar a la corriente eléctrica que los dispositivos ECG son capaces de cuantificar.

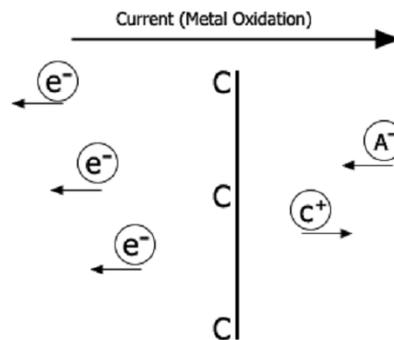


Figura 11. Proceso de Oxidación en la Interfaz Electrodo-Electrolito

Aunque existen varios tipos, el electrodo superficial más común en uso clínico es el electrodo desechable de plata / cloruro de plata ( $Ag/AgCl$ ) debido a su producción sencilla y a que presenta un ruido de base muy bajo comparado con otras alternativas. Los electrodos  $Ag/AgCl$  son electrodos no polarizables ya que no necesitan energía adicional para realizar la transducción.

Este tipo de electrodos está constituido por la mezcla homogénea de proporciones variables de polvo de plata y cloruro de plata de gran pureza. La mezcla es prensada y compactada a presión muy alta dando lugar a una pequeña bola, normalmente de un grosor de entre 0,7 mm y 1 mm que no necesita tratamiento posterior. El proceso productivo se completa añadiendo una almohadilla de material adhesivo, sobre la que descansa el disco del electrodo normalmente empapado en el gel acuoso o electrolito.

Las características que cualquier electrodo disponible comercialmente debe cumplir están recogidas en el estándar [8]. De todas ellas, en [2] se resaltan las siguientes:



Parámetro Eléctrico	Condición
Voltaje de Offset	$\leq 100\text{ mV}$
Ruido Interno	$\leq 150\text{ }\mu\text{V}$
Impedancia a 10 Hz / $100\text{ }\mu\text{A}$	$\leq 3\text{ k}\Omega$ (Pares Individuales conectados) $\leq 2\text{ k}\Omega$ (Media de 12 pares)

Tabla 2. Características Comunes de los Sensores Ag/agcl

Adicionalmente el estándar recoge condiciones de seguridad, durabilidad, etiquetado, etc.

En [1], [2] y [9] se sugieren modelos para describir el comportamiento eléctrico entre el electrodo, el electrolito y la piel. La siguiente figura muestra uno de los circuitos equivalentes propuestos:

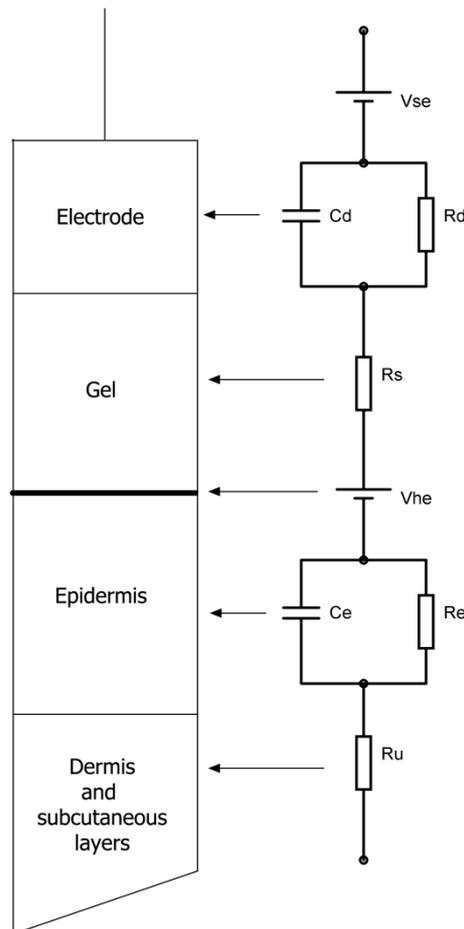


Figura 12. Circuito Equivalente de la Interfaz Electrodo-Paciente

Tal y como se puede apreciar en la imagen anterior, el gel actúa como una resistencia entre el electrodo y la piel. Las capas subcutáneas se modelan también como una resistencia que habitualmente se desprecia. Por otro lado, la capa exterior de la piel, la epidermis, tiene una impedancia dependiente de la frecuencia, que puede representarse mediante un circuito RC. El potencial de contacto entre el electrodo y la



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

piel,  $V_{he}$ , junto con esta impedancia deberían minimizarse al máximo en el interfaz para ganar estabilidad en la captura de la señal.

Por último, la impedancia del electrodo depende también de la frecuencia y se modela con otro circuito RC paralelo cuya componente capacitiva es más significativa. La reducción de esta impedancia sólo se puede conseguir durante la fabricación del electrodo y depende principalmente del tipo material y su geometría.

Las señales bioeléctricas no son sencillas de medir debido a la existencia de otras señales de similar magnitud o mayor que pueden causar errores en el sistema de medida. Normalmente, estas fuentes de error se pueden clasificar como ruidos o interferencias en función de su origen y comportamiento [10].

El ruido se genera normalmente de forma interna y se comporta aleatoriamente por lo que es difícil poder predecirlo, salvo que esté clasificado. Por otra parte, las interferencias son producidas por fuentes externas y, por tanto, siguen ciertos patrones. El efecto de las interferencias puede ser minimizado con el tratamiento adecuado. Según [10] y [11], las principales fuentes de ruido que pueden producir errores y falsas lecturas en la captura de la señal ECG son:

- Ruido Electromiográfico (EMG): Se debe a la actividad muscular y a la respiración. Su frecuencia está por encima de los 500 Hz y su amplitud puede variar entre los 10  $\mu V$  y los 2 mV [11].
- Ruido por el contacto entre el electrodo y la piel del paciente: Los diferentes tipos y estados de la piel producen variaciones en el potencial de contacto e incrementar la impedancia de contacto. La frecuencia de estas señales de ruido suele estar por encima de los 16 kHz.
- Ruido por el movimiento del contacto entre el electrodo y la piel del paciente: Provoca un cambio de la impedancia de contacto y habitualmente satura los sistemas de medidas.
- Ruido generado por el hardware de adquisición usado para medir la señal ECG: Entre otros factores, se debe habitualmente a la tolerancia y coeficiente térmico de los componentes. Aunque, en un sistema minuciosamente diseñado, la amplitud suele estar en el rango de los microvoltios, en ocasiones los desajustes puede saturar el sistema de medida dados los niveles de amplificación necesarios para capturar la señal.
- Interferencias de campo eléctrico: Su origen es el acoplamiento capacitivo entre cables, electrodos y paciente.
- Interferencia de la red de alimentación: Se considera una de las fuentes de interferencia más importantes. Tanto el cuerpo del paciente, como el resto de elementos del sistema de captura actúan como antenas recogiendo señal de 50 Hz procedente de la red. Tanto su amplitud es significativa si se compara con la amplitud original de la señal ECG.
- Otros dispositivos electrónicos, los artefactos producidos por el sistema de procesado, el aliasing, etc. son también fuentes comunes de ruido y problemas.



## **Memoria del Proyecto Final de Carrera**

Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

Tal y como se ha expresado antes, la selección minuciosa de hardware y un software adecuando mitigan el efecto de muchos de estos problemas aunque no los eliminan por completo. Un ajuste experimental de los componentes basado en la experiencia puede mejorar la precisión de la adquisición.



## **2 DESARROLLO**

### **2.1 REQUISITOS DEL DISEÑO**

Los requisitos del diseño se derivan por un lado de los objetivos que se pretenden conseguir con el desarrollo del proyecto y, por otro, del estudio de mercado realizado en el apartado 1.5. Así pues con objeto de diseñar un prototipo similar a los observados se requiere:

- Diseño de sistema modular, portable y expandible de bajo coste.
- Captura y procesado de al menos una derivación de la señal ECG.
- El sistema se alimenta por una batería de litio cuya autonomía debe ser superior a las dos horas. En este requisito influyen la elección de los componentes y de la batería de litio.
- Funcionamiento sin batería a través de un sistema de alimentación estándar.
- Interfaz Hombre-Máquina (MMI) de manejo sencillo compuesta de un módulo de visualización de datos y pulsadores para interactuar con el sistema.
- Al menos un medio de comunicación para la transmisión de la información capturada, preferiblemente inalámbrico.
- Sistema basado en microcontrolador actualizable en usuario para la introducción de corrección de errores y nuevas mejoras.

El cumplimiento de los requisitos, junto con los problemas asociados a la implementación se desarrolla en los siguientes apartados en los que se describe con detalles aspectos importantes relativos al hardware y al software.

### **2.2 DISEÑO FUNCIONAL**

La electrocardiografía es una técnica ampliamente usada en el diagnóstico médico para detectar perturbaciones en el sistema cardiaco. A pesar de su extendido uso, y al contrario de lo que ocurre en otras disciplinas, no existe una normativa que armonice como deben ser los dispositivos de captura. En [2] se asegura que a este fin se le ha dedicado mucho esfuerzo. Por esa razón, actualmente existen recomendaciones como [12] basadas en la experiencia de números profesionales que permiten diseñar dispositivos fiables y precisos.

Debido al enfoque y limitado presupuesto, el presente proyecto desarrolla un monitor ECG de tipo Holter básico (dispositivo de monitorización continua). Sus limitaciones y carencias se analizarán en próximos apartados.

En la Figura 13 se puede observar el diagrama de bloques propuesto para el sistema de adquisición de señales ECG. El diseño consta de 2 placas de circuito impreso que se conectan entre sí (Diseño por módulos). La interfaz analógica está separada de la placa base, que incorpora la etapa de administración de la energía y la etapa de administración de la energía.

El diseño de la interfaz analógica recoge las características y requisitos necesarios obtenidos de diferentes referencias para la captura y acondicionamiento de señales



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

### Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

electrocardiográficas en condiciones de seguridad eléctrica para el paciente o usuario. Por su parte, la placa base es una interfaz bastante más estándar y cuyo hardware estaría preparado para la conexión de otros módulos con distintas funcionalidades cuyo desarrollo puede ser objeto de otro proyecto.

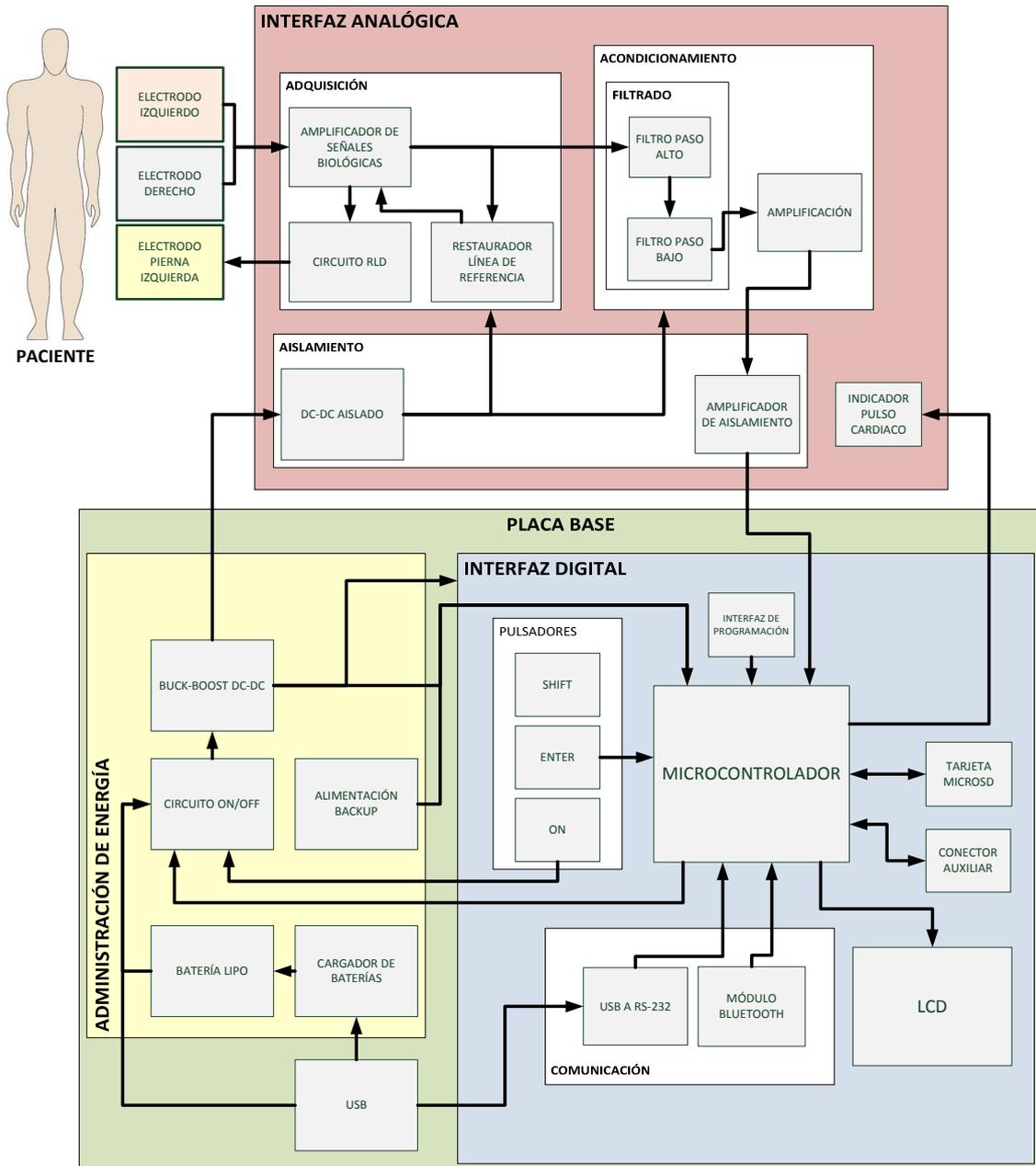


Figura 13. Diagrama de Bloques del Sistema de Adquisición de Señales Electrocardiográficas.

A continuación se recoge una breve descripción de los bloques más importantes incluidos y que se detallan en apartados posteriores del documento:

#### - Interfaz analógica:

##### o Etapa de Adquisición:

- Amplificador de Señales Biológicas: Se encarga de capturar y pre amplificar la señal de los electrodos. Es importante controlar el nivel de amplificación para lo que el ruido e interferencias



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

### Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

- capturadas en esta etapa no saturan etapas de procesamiento posteriores.
- Circuito RLD (Right Leg Driver): Se utiliza para minimizar la señal en modo común debida a los desajustes en la etapa del amplificador de señales biológicas y diferencia de potencial entre el paciente y la masa flotante. Es un bloque opcional que no incorporan muchos sistemas comerciales no orientados al diagnóstico clínico.
  - Circuito Restaurador de la Línea de Referencia (Baseline Restoration): Restaura el nivel de referencia de la señal capturada eliminado por el amplificador de señales biológicas y compensa el efecto de artefactos producidos por el movimiento o respiración del paciente.
- Etapa de Acondicionamiento:
    - Etapa de Filtrado: Filtro paso-banda formado por sendos filtros paso alto y paso bajo conectados en cascada. Eliminan gran parte de las interferencias y ruido que afecta a la señal ECG de cara a su digitalización.
    - Amplificación: Etapa que amplifica la señal filtrada para lograr la mayor precisión posible en un convertidor A/D. El factor de amplificación es considerablemente más grande que el utilizado en la etapa de adquisición.
  - Etapa de Aislamiento: Protege al paciente de posibles fallos eléctricos, derivas de corriente, etc. que puedan poner en peligro su integridad. Está formada por un DC-DC que alimenta a los circuitos de la interfaz analógica y amplificador de aislamiento.
  - Indicador del pulso cardiaco: Se trata de una señal generada por el microcontrolador con la misma frecuencia que el pulso cardiaco. En la interfaz analógica se recibe esta señal y se produce una indicación visual a través de un LED.
- **Placa Base**
- Interfaz digital:
    - Bloque Microcontrolador: Proporciona capacidad computacional, interfaces de comunicación, conversión analógico-digital, almacenamiento temporal, etc. Junto con el amplificador de instrumentación, es el bloque más importante del diseño.
    - Bloque de Comunicación: Formado por un módulo de comunicación inalámbrica y un circuito que habilita la conexión cableada entre la placa base y un ordenador personal para la transmisión de los datos digitalizados por el microcontrolador.
    - Bloque LCD: Consiste en un módulo LCD comercial que incorpora el display y el controlador necesario para manejarlo. Se utiliza para representar las señales ECG adquiridas y digitalizadas por el sistema.
    - Pulsadores: La interfaz digital consta de 4 pulsadores. Uno se utiliza para resetear el microcontrolador y otro para encender el sistema a través del circuito de encendido y apagado. Los dos



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

### Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

- restantes habilitan al paciente / usuario para manejar la interfaz gráfica diseñada.
- Interfaz de programación: Se trata de un conector utilizado para la programación y depuración del software desarrollado en el prototipo.
  - Conector auxiliar y conector de tarjetas microSD: La placa base incorpora las funciones necesarias para expandir las posibilidades del diseño modular planteado a través del almacenamiento proporcionado por tarjetas de memoria y un conector que da acceso al bus I<sup>2</sup>C del microcontrolador.
  - Bloque de administración de la energía o alimentación: Incorpora un cargador de baterías, un circuito de encendido y apagado y un convertidor DC/DC que permiten generar las tensiones de alimentación que el sistema necesita a partir de una célula de polímero de litio o de la tensión y corriente suministradas por el puerto USB.

## 2.3 DISEÑO DETALLADO

### 2.3.1 HARDWARE

El diagrama de bloques anterior recoge una descripción de alto nivel de las partes más características del circuito diseñado. En los próximos apartados se proporciona una descripción detallada de estas partes incluyendo los criterios de selección de los componentes, las recomendaciones y referencias de diseño consultadas y los cálculos justificativos de los componentes que así lo requieren. Por tanto, el objetivo de esta sección es proporcionar la información de soporte necesaria que apoye las decisiones tomadas en el desarrollo completo de un sistema de adquisición de señales ECG.

#### 2.3.1.1 ETAPA DE ADQUISICIÓN

##### 2.3.1.1.1 AMPLIFICADOR DE SEÑALES BIOLÓGICAS

Un electrocardiógrafo refleja las diferencias de potencial que se producen en las células del miocardio durante su despolarización y repolarización dentro del denominado ciclo cardiaco. La señal ECG se recoge de 2 electrodos de tipo *Ag/AgCl* (Plata / Cloruro de Plata), como por ejemplo los Kendall Arbo H124SG de Covidien. Este tipo de electrodos presentan un nivel de amplitud de señal muy bajo para ser correctamente procesado. Por esa razón, se precisa de cierta amplificación.

Las etapas simples basadas en amplificadores operacionales proporcionan buenas características en términos de rendimiento y miniaturización si se comparan con etapas formadas por componentes discretos [13]. Sin embargo, la medida de las señales eléctricas producidas por el cuerpo humano en general y, en particular, la señal ECG precisan de prestaciones exigentes tales como alta razón de rechazo al modo común (CMRR), acoplamiento AC y alta impedancia de entrada que las anteriores etapas no son capaces de proveer.



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

### Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

Para fines como el presente se diseñaron los circuitos denominados amplificadores de instrumentación. Básicamente consistían en etapas de dos o más amplificadores operacionales con su red de realimentación y amplificación correspondientes perfectamente ajustadas para lograr las mejores prestaciones. Los amplificadores de instrumentación más usados por su relación prestaciones/coste para aplicaciones exigentes son aquellas basadas en tres amplificadores operaciones [14]. Además de las características antes mencionadas, son capaces de proporcionar una señal de salida referenciada a masa a partir de la diferencia de señales con punto referencia flotante con respecto al sistema de medida.

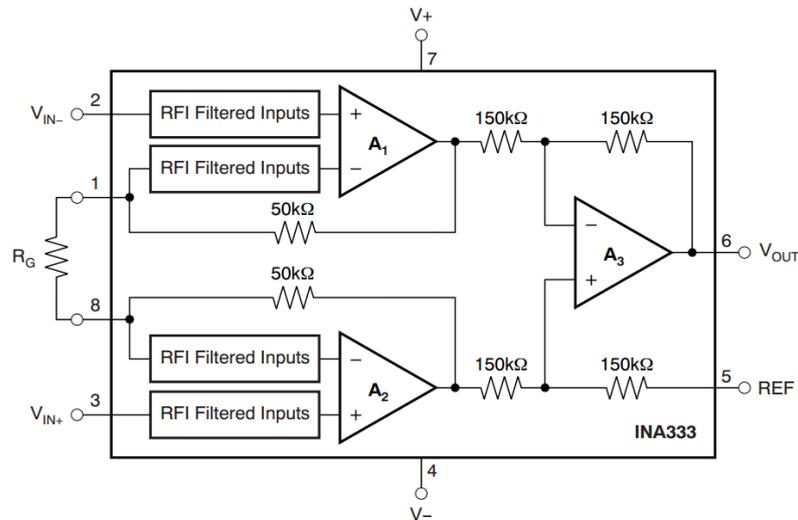


Figura 14. Interior del Amplificador de Instrumentación INA333.

El amplificador de instrumentación mostrado en la figura anterior se puede construir con resistencias y amplificadores operacionales de forma discreta aunque no se conseguirían las prestaciones de un circuito integrado. Básicamente un amplificador de instrumentación se puede dividir en dos etapas. La etapa de entrada proporciona la alta impedancia de entrada. Por su parte, la etapa de salida reduce el modo común, amplifica, configurable mediante el uso de una única resistencia externa, y proporciona una señal de salida referenciada a la masa del sistema de medida. De acuerdo con [14], estos dispositivos ofrecen factores de ganancia entre 1 y 1000, CMRR superiores a 100 dB e impedancias de entrada de cientos de megohmios.

Para el diseño propuesto por el presente proyecto, se ha seleccionado el amplificador de instrumentación de Texas Instruments INA333AIDGKR. Este dispositivo es recomendado por el propio fabricante como amplificador de señales ECG y entre sus características más notables están:

- Posibilidad de alimentación unipolar y consumo de  $50 \mu A$ . Ambas prestaciones ideales para el diseño de un sistema alimentado por una única batería.
- Relación de rechazo al modo común igual o superior a 100 dB.
- Bajo offset, ruido y deriva térmica.

La señal de salida de la etapa se puede calcular mediante la expresión:



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

$$V_{OUT} = \left( 1 + \left( \frac{100 \text{ k}\Omega}{R_G} \right) \right) \cdot (V_{IN+} - V_{IN-})$$

Ecuación 1. Tensión de Salida del INA333.

La etapa de entrada propuesta en el diseño se muestra en la siguiente figura:

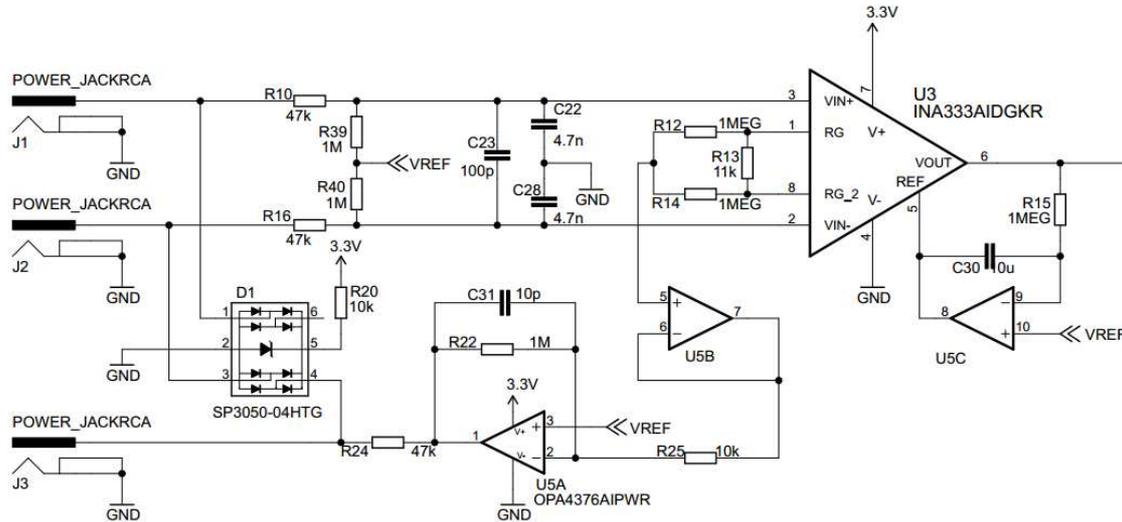


Figura 15. Esquema Eléctrico del Amplificador de Señales ECG.

Como se puede observar, en la etapa previa al amplificador de instrumentación se introducen varios componentes cuyo propósito se explica a continuación:

El circuito integrado *D1*, formado por varios diodos Schottky y un Zener, protege las entradas del amplificador de instrumentación frente a sobretensiones debidas al movimiento de los electrodos y frente a descargas electrostáticas debidas al contacto del sensor con el cuerpo humano.

Por su parte, las resistencias *R10* y *R16* limitan la corriente que podría circular hacia el dispositivo en caso de desfibrilación en el paciente (bifásica o unipolar). En [15] se explica que los estándares indican corriente de hasta  $10 \mu A$  en condiciones de fallo simple. En cualquier caso, se recomienda, en global, que las corrientes circulando entre paciente y sistema sean limitadas a valores inferiores a  $35 \mu A$  ya que se trata de un nivel suficiente para afectar al miocardio.

Estas resistencias junto con la etapa de condensadores posterior formada por *C22*, *C23* y *C28* actúan también como filtro contra posibles interferencias de radiofrecuencia. El diseño de esta etapa debe ser meticuloso y las líneas deben estar balanceadas en impedancia y capacidad si se desea que la señal de modo común procedente de la captura no sea convertida a modo diferencial provocando la correspondiente distorsión o saturación a la salida de la etapa.

Por último las resistencias *R39* y *R40*, agregan un nivel de referencia conocido a la señal de entrada. Este nivel es una señal común que no será convertida a modo diferencial pero es necesaria, según especificación, para el funcionamiento del



amplificador de instrumentación que necesita tener más de  $100\text{ mV}$  de señal continua en sus entradas.

La selección del nivel de amplificación de la etapa es un compromiso entre las prestaciones a nivel de ruido que se quieren obtener a la salida, mejores cuanto mayor es la ganancia, y el nivel de señal que se puede obtener a la salida limitado por el nivel de la tensión de alimentación y comportamiento de la etapa en términos de amplificación de señal común y señal diferencial. Asumiendo el correcto balanceo de la etapa de entrada, para no perder el nivel de  $100\text{ dB}$  de CMRR, para el diseño de un dispositivo portátil como el que se presenta, una ganancia entre 5 y 10 suele ser adecuada [15]. En concreto, para obtener una ganancia de aproximadamente 10, se ha seleccionado el valor  $11\text{ k}\Omega$  para  $R_{13}$  de manera que:

$$G = 1 + \left(\frac{100\text{ k}\Omega}{R_{13}}\right) = 1 + \left(\frac{100\text{ k}\Omega}{11\text{ k}\Omega}\right) \approx 10,09$$

Ecuación 2. Cálculo de la Ganancia Necesaria en el amplificador INA333.

La resistencia seleccionada forma parte de la serie E96, tiene una tolerancia del 1% y su precio es ajustado considerando que el dispositivo debe ser de bajo coste y la selección de este parámetro no es especialmente crítico.

#### **2.3.1.1.2 CIRCUITO RLD**

El circuito amplificador de la derivación de pierna derecha, conocido en inglés por las siglas Right Leg Driver o RLD, se utiliza para minimizar la señal en modo común entre el paciente y la masa flotante.

La presencia de capacidades parásitas a la entrada del amplificador de instrumentación causa la circulación de corrientes de modo común que producen caídas de tensión diferentes en las resistencias de los electrodos derecho e izquierdo. El circuito RLD corrige este desbalance de capacidad y resistencia igualando las diferencias de potencial vistas por el circuito de adquisición. Esta etapa proporciona una corriente limitada, según lo visto anteriormente inferior a  $10\text{ }\mu\text{A RMS}$ , que se realimenta hacia el cuerpo del paciente a través de un electrodo situado en la pierna derecha [1], de ahí su nombre.

Muchos de los dispositivos portátiles comerciales no disponen de este circuito y basan sus diseños en el balanceo perfecto de la etapa de entrada y en la pérdida de prestaciones, ya que su orientación no suele ser clínica. Para el diseño propuesto por el presente proyecto, se propone el uso de esta etapa con objeto experimentar con la mejora de la adquisición de la señal.

Según [2], una de las técnicas más efectivas para implementar un circuito de estas características consiste en realimentar y amplificar la tensión de modo común a la entrada del amplificador de instrumentación. Esta señal se puede tomar de forma bastante precisa desde el punto medio a la salida de los buffer de entrada del amplificador de instrumentación, accesible a través de la resistencia que configura la



ganancia. Con objeto de que la circuitería conectada no afecte al comportamiento y prestaciones del amplificador de instrumentación se coloca en primer lugar un buffer.

Posteriormente, se realimenta la señal hacia el cuerpo humano a través de la pierna derecha utilizando un amplificador de transconductancia, esto es, se entrega un nivel de corriente proporcional al inverso de la diferencia de tensión entre el nivel de referencia y la tensión en modo común registrada en el amplificador de instrumentación.

En la Figura 15 se muestra el bloque propuesto en el diseño. Como se puede observar, el amplificador *U5A* incluye un condensador en la rama de realimentación que proporciona mayor estabilidad al sistema. De acuerdo con las recomendaciones de [15], se han calculado los valores para proporcionar la señal amplificada por 100 en un ancho de banda de unos 16 kHz. Ambos parámetros se consideran adecuados para el propósito de mejora del CMRR.

$$G = 1 + \frac{R22}{R25} = 1 + \frac{1\text{ M}\Omega}{10\text{ k}\Omega} = 101$$

Ecuación 3. Cálculo de la Ganancia del Circuito RLD.

$$f_{BW} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C31 \cdot R22} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10\text{ pF} \cdot 1\text{ M}\Omega} \approx 15,915\text{ kHz}$$

Ecuación 4. Cálculo del ancho de banda del circuito RLD

Adicionalmente el circuito proporciona un nivel de seguridad eléctrica limitando la corriente entre paciente y masa a través de las resistencias cuando existe una diferencia de potencial entre ambos anormalmente alto. No obstante, dado que la protección se basa en la saturación por tensión del amplificador, no es una protección demasiado efectiva cuando éste se rompe. Por tanto, el diodo D1 conforma la protección secundaria necesaria [2].

#### **2.3.1.1.3 CIRCUITO RESTAURADOR DE LA LÍNEA DE REFERENCIA**

A la salida del amplificador de instrumentación, el modo común de las señales ha sido prácticamente eliminado y, por tanto, asumiendo que la entrada de la etapa de adquisición está balanceada, la señal no tiene nivel de continua, se dice que ha perdido su valor de referencia. Dado que el diseño propuesto se alimenta mediante tensión unipolar, es preciso crear un punto de referencia o masa virtual centrado en el rango de tensión disponible y que la señal ECG se proporcione superpuesta sobre este nivel.

El nivel de referencia medio se utiliza en diversas partes del circuito y para generarlo se utiliza la referencia de tensión REF3330AIDBZT de Texas Instruments cuyas características principales son el bajo consumo y la baja deriva térmica. La tensión de salida proporcionada por este circuito integrado es de  $3 \pm 4,5\text{ mV}$ . A partir de esta tensión, mediante un divisor resistivo, y a través de un buffer se suministra la tensión media con el nivel de voltaje calculado según la expresión:



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

$$V_{REF} = \frac{54,9 \text{ k}\Omega}{45,3 \text{ k}\Omega + 54,9 \text{ k}\Omega} \cdot 3 \text{ V} \approx 1,643 \text{ V}$$

Ecuación 5. Cálculo de la tensión de referencia

La siguiente imagen ilustra el circuito implementado en el prototipo:

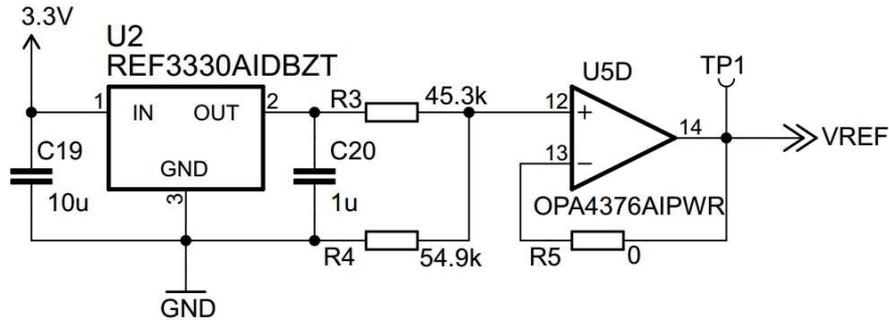


Figura 16. Esquema eléctrico para generar el nivel de referencia

A pesar de que se ha supuesto que la señal a la salida del amplificador de instrumentación no tiene nivel de continua, lo cierto es que puede existir un offset debido al desbalance de la etapa de entrada. Adicionalmente, el offset puede ser variable con el tiempo debido a artefactos producidos por la respiración del paciente o por ligeros movimientos o desplazamientos en el interfaz electrodo-paciente. En [2] se recomienda realimentar la señal recogida a la salida del propio amplificador de instrumentación a través de un integrador y se añadirla al circuito de restauración de la línea de referencia, consiguiendo que el circuito esté acoplado en AC. A continuación, se recoge una captura del esquema de circuito utilizado para implementar el circuito restaurador de la línea de referencia.

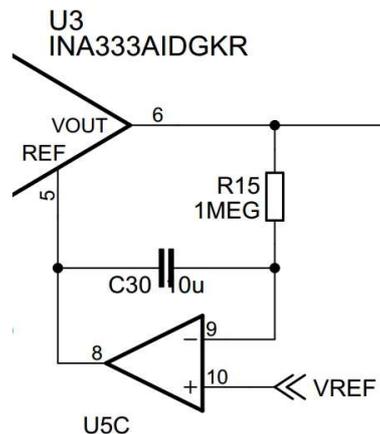


Figura 17. Esquema eléctrico del circuito restaurador del nivel de referencia.

No obstante, conviene tener en cuenta que la etapa de la Figura 17 forma un filtro paso alto de primer orden cuya frecuencia de corte se puede calcular mediante la ecuación:



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{15} \cdot C_{30}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 1 \text{ M}\Omega \cdot 10 \text{ }\mu\text{F}} = 0,0159 \text{ Hz}$$

Ecuación 6. Cálculo de la frecuencia del polo introducido por el circuito restaurador del nivel de referencia.

Es importante considerar este límite, ya que un diseño no apropiado con una frecuencia superior a 1 Hz eliminaría componentes frecuenciales importantes de la señal ECG.

### 2.3.1.2 ETAPA DE ACONDICIONAMIENTO

Una vez realizada la adquisición en un espectro de frecuencia relativamente amplio, interesa realizar un filtrado para obtener señal sólo en la banda en la que la señal ECG tiene componentes significativas. Adicionalmente, dado que esta es la etapa previa a digitalización, conviene amplificar la señal obtenida para que el conversor analógico digital externo o integrado en el microcontrolador pueda convertir la señal con la resolución suficiente para su tratamiento y estudio posterior.

#### 2.3.1.2.1 ETAPA DE FILTRADO

La frecuencia fundamental del complejo QRS en la superficie corporal es de, aproximadamente, 10 Hz y la mayor parte de la información está contenida en frecuencias inferiores a los 100 Hz para adultos. No obstante en función del tipo de paciente o el alcance con el que se diseñe el dispositivo, este límite se modifica. Para diagnóstico médica, se consideran, en ocasiones, frecuencias de hasta 500 Hz. En lo referente a la baja frecuencia, la frecuencia fundamental de la onda T se encuentra en el rango entre 1 Hz y 2 Hz [12].

Dado que no existe normativa al respecto, numerosos estudios, como [16], [17] y [18], han propuesto con sus estudios utilizar el rango frecuencial de entre 0,05 Hz y 150 Hz para obtener capturar una señal sobre la que poder diagnosticar con relativa precisión.

En lo que se refiere al límite inferior de frecuencias, la etapa de adquisición ya incorpora un filtro paso alto de primer orden que minimiza los artefactos producidos por el movimiento, la respiración y el modo común de la señales. Sin embargo, muchos estudios proponen la inclusión de otro filtro paso alto adicional más selectivo. En la literatura se observan diseños funcionales con filtros de hasta orden 8, como por ejemplo en [10], aunque para dispositivos portátiles, los filtros incorporados suelen ser de orden 2 o 4. Para el diseño propuesto se ha seleccionado un filtro de orden 4 formado por 2 etapas de orden 2 colocadas en cascada.

A continuación se debe colocar un filtro paso bajo que elimine las componentes frecuenciales por encima de los 150 Hz mencionados anteriormente. Por simetría con la etapa de filtrado anterior, en el presente proyecto se utiliza un filtro formado por 2 etapas idénticas situadas en cascada. Existen varias técnicas para el diseño de filtros de estas características cuya explicación queda fuera del ámbito de este proyecto.

La topología seleccionada para el filtrado es una topología de tipo Sallen-Key que se caracteriza por su simplicidad y flexibilidad en el proceso de selección de los



componentes. Normalmente se presenta como una etapa de ganancia unidad, aunque puede modificarse fácilmente para amplificar o atenuar la señal de entrada. Como contrapartida, el factor de calidad no es especialmente alto y actuar sobre la ganancia puede afectar de forma importante a la respuesta del filtro. La Figura 18 muestra la topología de un filtro paso bajo de segundo orden de tipo Sallen-Key:

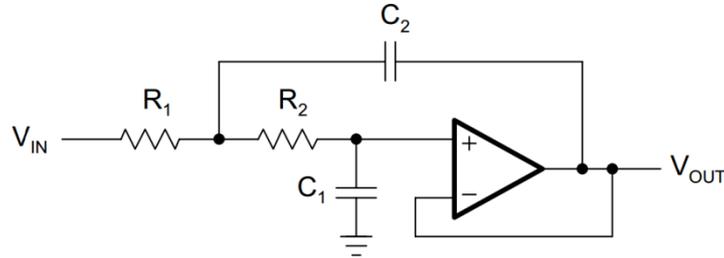


Figura 18. Esquema eléctrico de un filtro paso bajo de segundo orden tipo Sallen-Key

Además, según la respuesta obtenida, los filtros pueden clasificarse como Bessel, Butterworth o Chebyshev. Para la adquisición de la señal ECG se usan preferentemente las dos primeras ya que son las que presentan retardos de grupo más lineales y respuestas en amplitud más planas en la banda de paso como se puede ver la siguiente figura elaborada a partir de [19].

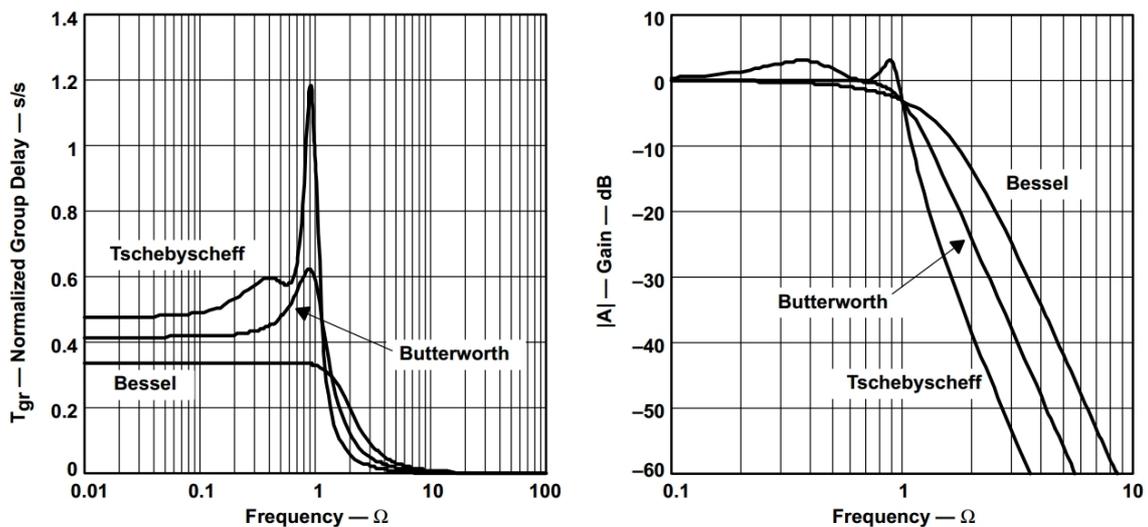


Figura 19. Comparación de la respuesta en frecuencia entre distintos tipos de filtros.

En concreto, el diseño que proponemos utiliza etapas calculadas para obtener una respuesta de tipo Bessel, que como se observa en la imagen anterior, presenta el retardo de grupo más lineal. Este factor es importante en aplicaciones donde los resultados se observan en el dominio del tiempo porque, para no distorsionar la medida, conviene aplicar el mismo retardo a todas las componentes frecuenciales de la señal en la banda de paso.

Tal y como se observa en la Figura 18 el diseño de un filtro de segundo orden involucra determinar el valor de 2 resistencias y 2 condensadores. La demostración de las



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

expresiones matemáticas para el cálculo de estos componentes puede consultarse en referencias como [20] y [21].

El cálculo del valor de los componentes suele ser un proceso iterativo en el que se prueban distintas combinaciones de valores para conseguir la respuesta más próxima a la deseada en base a la función de transferencia del filtro. Para ayudar a esta tarea, existen programas informáticos como FILTER PRO de Texas Instruments cuyos parámetros de entrada son la frecuencia y el tipo de filtro y respuesta que se desea obtener. Adicionalmente, se pueden introducir la serie de resistencias y condensadores disponibles para que los cálculos se ajusten al máximo a estos valores, en detrimento de la precisión deseada en la especificación de entrada.

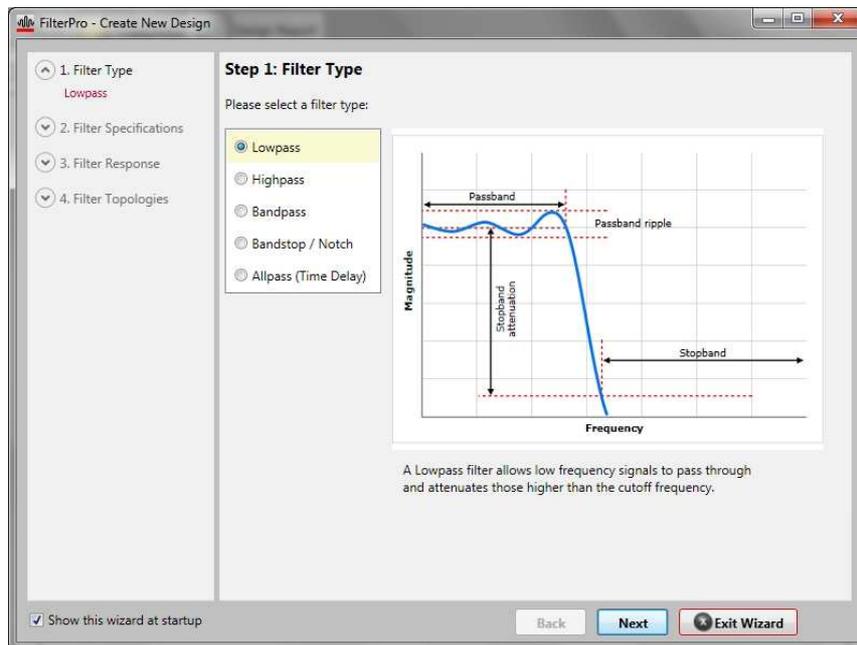


Figura 20. Interfaz del software de diseño de filtros activos FILTER PRO de Texas Instruments.

Así pues, haciendo uso del software, para el diseño del filtro paso bajo se introducen los parámetros Lowpass, Sallen Key Bessel (4nd Order), Gain:  $1 V/V$  ( $0 dB$ ) y Passband Frequency:  $150 Hz$  y se obtiene el siguiente resultado, que hemos implementado en el prototipo:

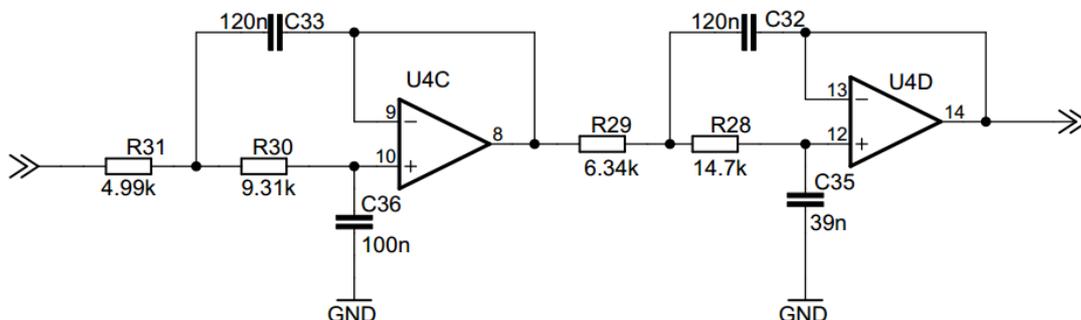


Figura 21. Esquema Eléctrico de un filtro paso bajo de orden 4.



Como ejercicio, comprobaremos que los resultados proporcionados por este programa se ajustan a las expresiones matemáticas de las referencias. La función de transferencia de una de las etapas del filtro anterior se puede expresar como:

$$A(s) = \frac{1}{1 + a_1 \cdot s + b_1 \cdot s^2}$$

Ecuación 7. Función de transferencia de un filtro Sallen-Key paso bajo.

Donde,

$$a_1 = \omega_c \cdot C36 \cdot (R31 + R30) \quad y \quad b_1 = \omega_c^2 \cdot R31 \cdot R30 \cdot C36 \cdot C33$$

Ecuación 8. Coeficientes de la función de transferencia de un filtro Sallen-Key paso bajo.

Para obtener un determinado tipo de respuesta, se utilizan una serie de coeficientes tabulados que toman distinto valor en función del número de etapa que se quiera calcular. Así pues, las expresiones de cálculo son las mismas para todas las etapas pero para calcular la etapa 1 se utilizan los coeficientes  $a_1$  y  $b_1$  y, en general, para calcular la etapa  $n$  se utilizan los coeficientes  $a_n$  y  $b_n$ . El valor de los coeficientes para un filtro de 2 etapas como el mostrado en la Figura 21 se recoge en la siguiente tabla:

Parámetro	Valor
$a_1$	1,3397
$b_1$	0,4889
$a_2$	0,7743
$b_2$	0,389

Tabla 3. Valor de los coeficientes para el diseño de un filtro Sallen-Key de cuarto orden.

En el proceso de diseño, que realizamos sólo para una etapa, se suelen seleccionar primero los condensadores, por ser un componente más caro y difícil de ajustar que las resistencias. Para que el resultado de resistencia sea un número real, la selección de los condensadores debe cumplir la relación:

$$C33 \geq C36 \cdot \frac{4 \cdot b_1}{a_1^2}$$

Ecuación 9. Criterio de selección de los condensadores de un filtro paso bajo Sallen-Key.

Así pues, seleccionando  $C36 = 100 \text{ nF}$ , el resultado de  $C2$  es:

$$C33 \geq 100 \text{ nF} \cdot \frac{4 \cdot 0,4889}{1,3397^2} \approx 108,959 \text{ nF}$$

Ecuación 10. Cálculo de los condensadores en un filtro Sallen-Key paso bajo.

El valor superior más próximo si se utilizar la serie E12 de condensadores es  $120 \text{ nF}$ . A partir de estos dos valores, el valor de las resistencias se puede deducir de las expresiones:



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

$$R31 = \frac{a_1 \cdot C33 - \sqrt{a_1^2 \cdot C33^2 - 4 \cdot b_1 \cdot C36 \cdot C33}}{4 \cdot \pi \cdot f_c \cdot C36 \cdot C33}$$
$$= \frac{1,3397 \cdot 120 \text{ nF} - \sqrt{(1,3397 \cdot 120 \text{ nF})^2 - 4 \cdot 0,4889 \cdot 120 \text{ nF} \cdot 100 \text{ nF}}}{4 \cdot \pi \cdot 150 \text{ Hz} \cdot 100 \text{ nF} \cdot 120 \text{ nF}}$$
$$\approx 4,9515 \text{ k}\Omega$$

$$R30 = \frac{a_1 \cdot C33 + \sqrt{a_1^2 \cdot C33^2 - 4 \cdot b_1 \cdot C36 \cdot C33}}{4 \cdot \pi \cdot f_c \cdot C36 \cdot C33} \approx 9,2631 \text{ k}\Omega$$

Ecuación 11. Cálculo de las resistencias de un filtro Sallen-Key paso bajo.

Así pues, los valores comerciales de resistencia más próximos tomando como referencia la serie E96 son los calculados por el programa FILTERPRO de Texas Instruments donde  $R31 = 4,99 \text{ k}\Omega$  y  $R30 = 9,31 \text{ k}\Omega$ . Siguiendo el mismo procedimiento pero usando los coeficientes  $a_2$  y  $b_2$ , el valor de los componentes de la segunda etapa del filtro se muestran ya calculados en la Figura 21. Con objeto de comprobar la respuesta del filtro, se ha realizado una simulación en LTSpice de las dos etapas colocadas en cascada obteniendo el siguiente resultado:

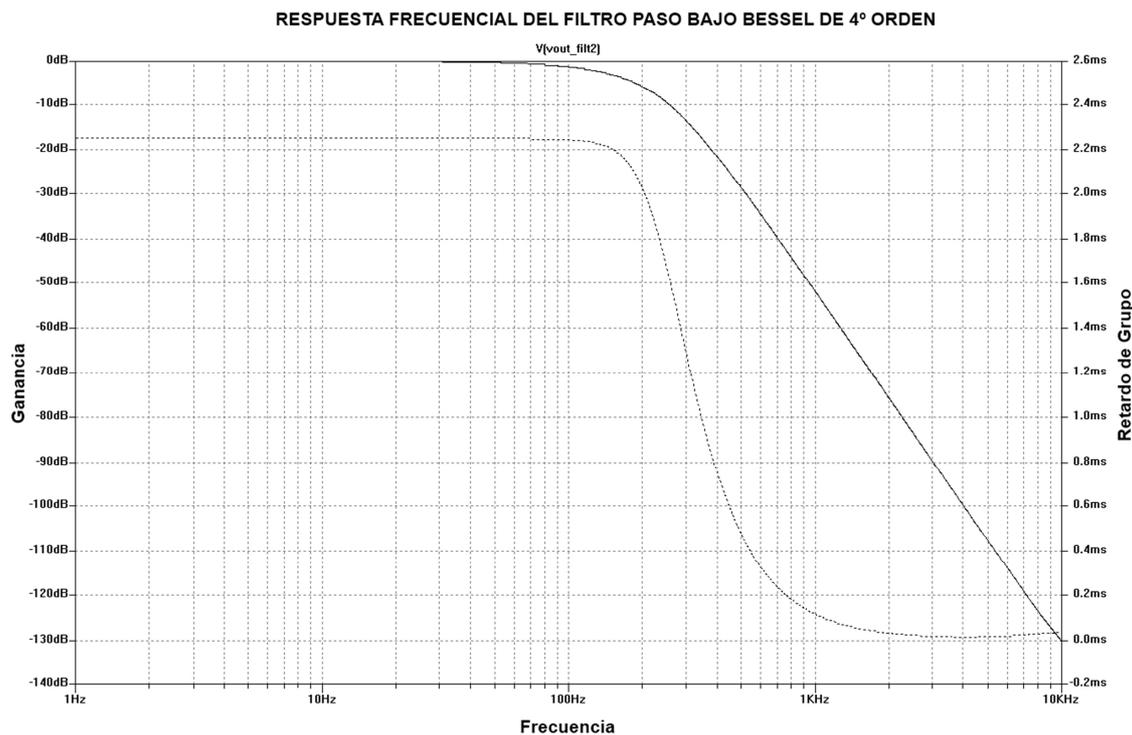


Figura 22. Respuesta frecuencial tipo Bessel de un filtro paso bajo de orden 4.

Tal y como se puede apreciar en la imagen anterior, el resultado es correcto, obteniendo un nivel de atenuación de  $-3,01 \text{ dB}$  a la frecuencia de  $149,279 \text{ Hz}$ , una pendiente de  $80 \text{ dB}$  por década y un retardo de grupo constante para la banda de paso de  $2,25 \text{ ms}$ .



Realizando el mismo ejercicio para el filtro paso alto situado como etapa previa, introducimos las especificaciones en el software las especificaciones de partida Highpass, Sallen Key Bessel (4th Order), Gain: 1 V/V (0 dB) y Passband Frequency: 0,1 Hz. El resultado, implementado en el prototipo, se refleja en el siguiente esquema:

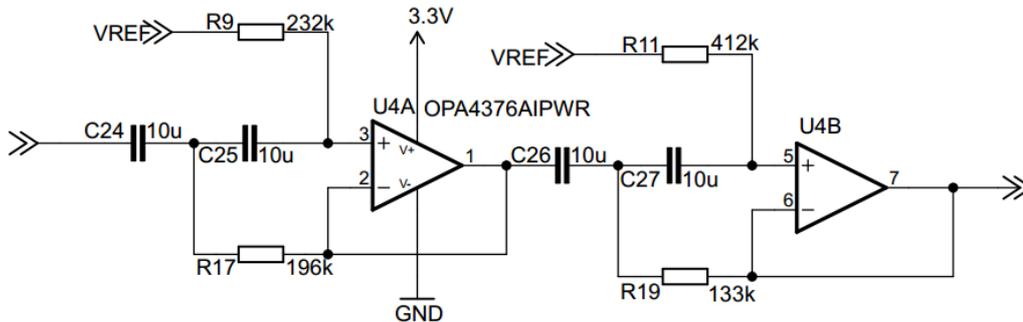


Figura 23. Esquema eléctrico de un filtro paso alto de orden 4.

El cálculo de parámetros para ésta etapa se realiza siguiendo una filosofía similar. No obstante, la función de transferencia,  $A(s)$ , resulta razonablemente más compleja y se suele suponer como requisito de partida  $C = C24 = C25$ . Con esta simplificación, la expresión función de transferencia se calcula como:

$$A(s) = \frac{1}{1 + \frac{a_1}{s} + \frac{b_1}{s^2}}$$

Ecuación 12. Función de transferencia de un filtro Sallen-Key paso alto.

Donde,

$$a_1 = \frac{2}{\omega_c \cdot R9 \cdot C} \quad y \quad b_1 = \frac{1}{\omega_c \cdot R9 \cdot R17 \cdot C^2}$$

Ecuación 13. Coeficientes de la función de transferencia de un filtro Sallen-Key paso alto.

Dado que la frecuencia de corte de la especificación de partida es especialmente baja el valor de los componentes que se va a obtener puede ser muy grande. Un filtro de estas características, por razones de estabilidad, ruido y efectos parásitos de segundo orden es mejor diseñarlo con resistencias en el rango de  $k\Omega$  y condensadores lo más pequeños posible [20]. El valor para los condensadores de  $10 \mu F$  seleccionado por el software puede ser adecuado para el propósito descrito.

Por otro lado, los coeficientes mantienen su valor para que el tipo de respuesta del filtro sea Bessel. A partir de aquí, se puede obtener el valor de las resistencias con las ecuaciones:



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

$$R9 = \frac{1}{\pi \cdot f_c \cdot C \cdot a_1} = \frac{1}{\pi \cdot 0,1 \text{ Hz} \cdot 10 \mu\text{F} \cdot 1,3397} \approx 237,597 \text{ k}\Omega$$

$$R17 = \frac{1}{4 \cdot \pi \cdot f_c \cdot C \cdot b_1} = \frac{1}{4 \cdot \pi \cdot 0,1 \text{ Hz} \cdot 10 \mu\text{F} \cdot 0,4889} \approx 162,768 \text{ k}\Omega$$

Ecuación 14. Cálculo de las resistencias de un filtro Sallen-Key paso alto.

Los valores escogidos por el software,  $R1 = 232 \text{ k}\Omega$  y  $R2 = 196 \text{ k}\Omega$  son adecuados aunque consideramos que la resistencia  $R2$  podría haberse ajustado más a su valor objetivo. De nuevo es necesario seguir el mismo procedimiento de diseño para obtener los valores correspondientes a la segunda etapa del filtro, utilizando los coeficientes  $a_2$  y  $b_2$ . El valor de parámetros calculado es similar al proporcionado por el software FILTER PRO. Para contrastar estos resultados realizamos la simulación de las dos etapas en cascada cuyo resultado se muestra en la siguiente imagen:

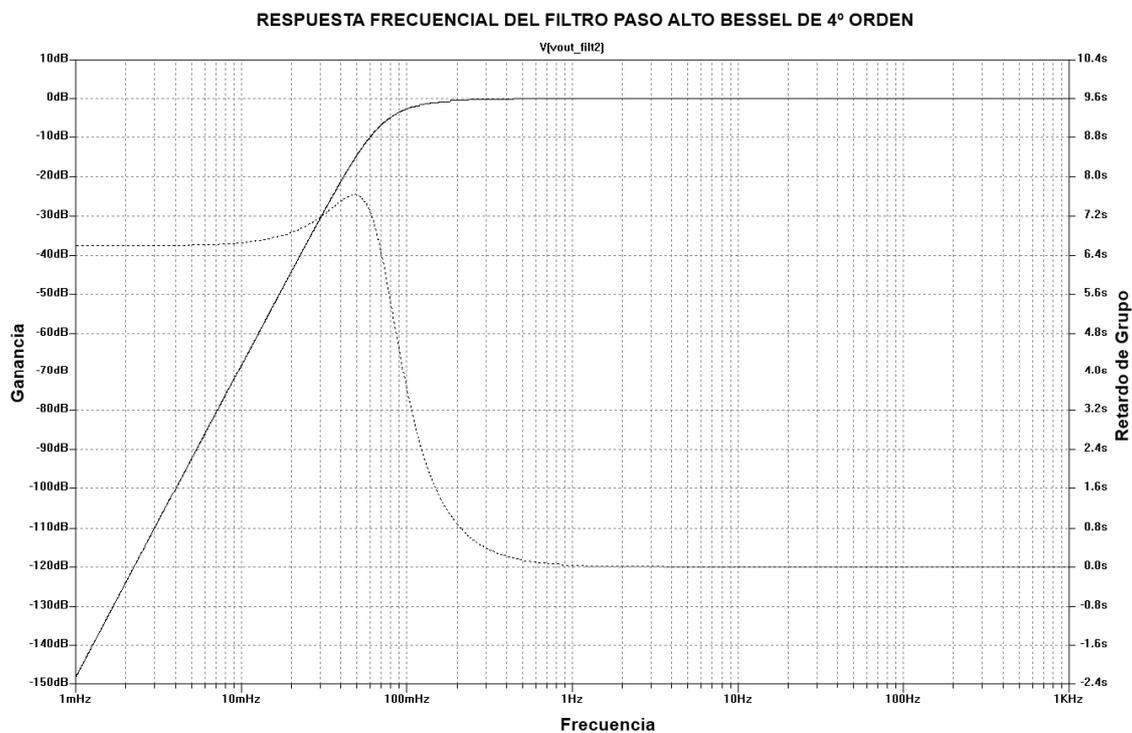


Figura 24. Respuesta frecuencial tipo Bessel de un filtro paso alto de orden 4.

En este caso la atenuación de  $-3 \text{ dB}$  aparece a  $95,2796 \text{ mHz}$  que, si bien supone una desviación respecto de la especificación de partida, la consideramos aceptable para el ámbito del presente proyecto. Un dispositivo de captura de señal ECG comercial de 12 derivaciones debería ser más exigente con esta especificación. De hecho, muchos de estos productos realizan este tipo de procesamiento de manera digital con objeto de poder controlar ciertos parámetros de forma dinámica [22].

Para la etapa de filtrado, dado que se necesitan 4 amplificadores operacionales y con objeto de conseguir la mayor integración posible, se ha elegido el modelo de Texas Instruments OPA4376AIPWR. Al igual que en el caso del amplificador de



instrumentación, la selección se ha realizado en base a la operación con alimentación unipolar y a los parámetros adecuados de consumo y bajo ruido. De nuevo, el componente es recomendado por el propio fabricante para aplicaciones de instrumentación médica.

### 2.3.1.2.2 ETAPA DE AMPLIFICACIÓN

Una vez capturada y filtrada, es conveniente amplificar la señal con objeto de obtener el mejor resultado posible en el proceso de digitalización. El nivel de amplificación necesario puede variar en función de otros condicionantes del diseño como el nivel de la tensión de alimentación o la resolución del conversor analógico digital en bits.

En varias de las referencias consultadas, como [2], [10] y [23], se proponen ganancias de entre 600 y 1300. Para el diseño propuesto en el presente proyecto el máximo rango dinámico de la señal, con cierto margen de seguridad, sería de:

$$(V_{CC} - V_{Margen}) - V_{REF} = (3,3 V - 0,3 V) - 1,65 V = 1,35 V$$

Ecuación 15. Cálculo del máximo rango dinámico disponible para amplificar la señal ECG.

Considerando que la amplitud máxima de una señal ECG normal sea de aproximadamente  $1 mV$ , podemos tomar como ganancia total de referencia el valor 1000. Es importante notar que la señal ECG viene preamplificada desde la etapa de captura por un valor 10 y, por tanto, la etapa de amplificación posterior al filtrado se ha diseñado con una ganancia en torno a 90 - 100 para cumplir la especificación.

La etapa propuesta para la amplificación de la señal se muestra en la siguiente imagen:

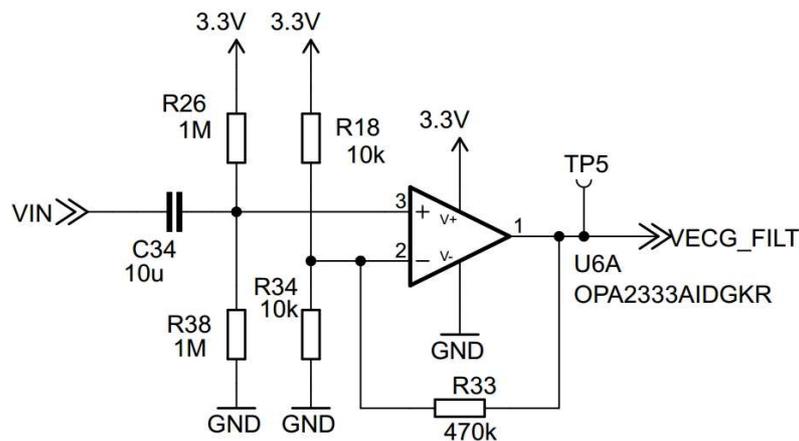


Figura 25. Esquema eléctrico de la etapa de amplificación.

La ganancia de esta etapa, con los valores propuestos en la captura anterior, se puede calcular con la siguiente expresión:

$$G = 1 + \frac{2 \cdot R33}{R34} = 1 + \frac{2 \cdot 470 k\Omega}{10 k\Omega} = 95$$

Ecuación 16. Cálculo de la ganancia de la etapa de amplificación.



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

Adicionalmente, conviene observar que la etapa propuesta elimina el nivel de continua que presenta la señal a la salida de la etapa de filtrado para que la ganancia aplicada no sature la etapa. El nivel de señal de referencia se recupera posteriormente en las entradas del amplificador operacional. Esto tiene varios problemas asociados que es conveniente vigilar.

Por un lado, el CMRR del amplificador seleccionado debe ser especialmente alto, al igual que en el caso del amplificador de instrumentación de la etapa de captura, debido a que la señal se superpone al nivel de referencia común de las dos entradas. Por otro lado, al intercalar el condensador  $C34$  para eliminar el nivel de continua procedente de la etapa anterior y las resistencias  $R26$  y  $R38$  se forma un filtro paso alto cuya frecuencia hay que considerar para no eliminar componentes frecuenciales significativas de la señal ECG. Aunque es deseable seleccionar el valor de los componentes muy grande para cumplir la especificación, es preciso notar que el valor de las resistencias no debe ser comparable al de la impedancia de entrada del amplificador operacional, ya que cambiaría la respuesta del filtro.

Para el diseño de esta etapa se ha seleccionado el componente de Texas Instruments OPA2333AIDGKR, recomendado por el propio fabricante para aplicaciones médicas, por ser un amplificador tipo Rail to Rail con alimentación unipolar, bajo consumo de corriente, alta impedancia de entrada y alto CMRR.

En concreto, con los valores propuestos en la Figura 25, la frecuencia de corte de este filtro se calcula como:

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C34 \cdot (R26 || R38)} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10 \mu F \cdot 500 k\Omega} = 0,0318 \text{ Hz}$$

Ecuación 17. Cálculo de la frecuencia de corte del filtro paso alto formado por la etapa de amplificación.

Esta frecuencia es adecuada ya que no atenúa las componentes significativas de la señal. De hecho, gracias a la etapa de filtrado anterior, no debería haber señal en este rango de frecuencias.

Finalmente, para comprobar el funcionamiento diseño propuesto, se ha realizado la simulación interconectado los bloques explicados en los anteriores apartados. La respuesta frecuencial de la interfaz de captura analógica se muestra en la Figura 26:



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

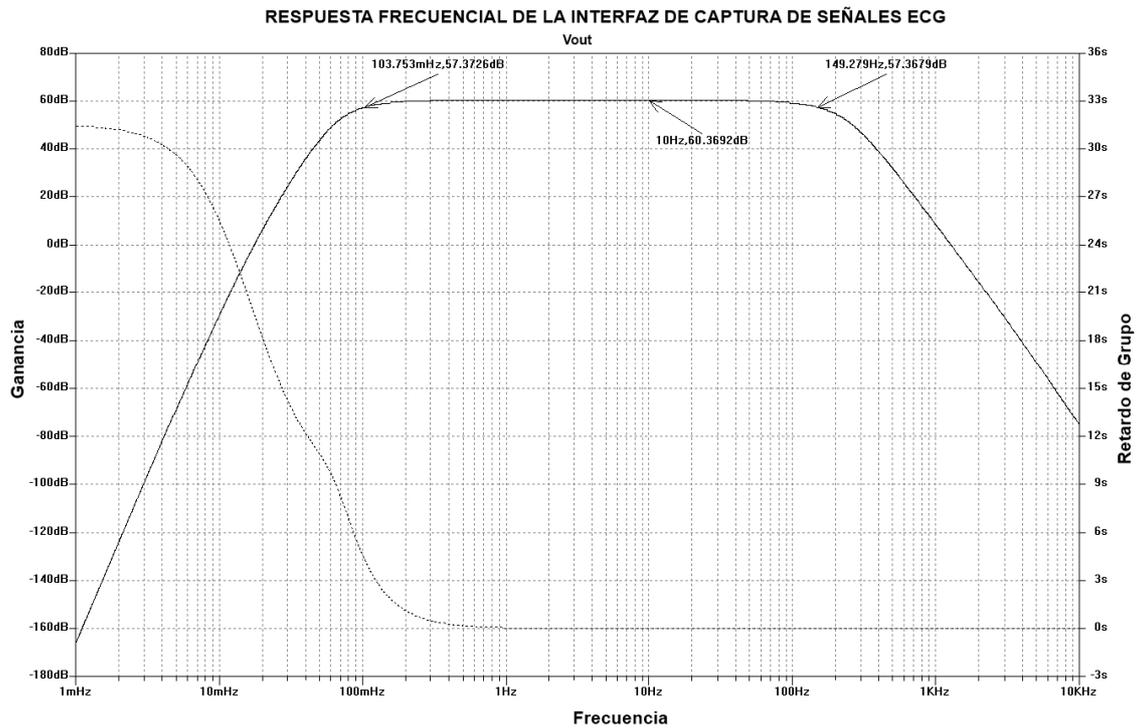


Figura 26. Respuesta frecuencial de la interfaz para captura y acondicionamiento de señales ECG.

Del diagrama anterior se puede concluir que el comportamiento en términos frecuenciales de las etapas de adquisición y acondicionamiento de señales ECG es el previsto por las especificaciones del diseño. Esto quiere decir que se ha conseguido amplificar la señal por un factor 1000 (60 dB) en la banda plana de un filtro paso banda cuyas frecuencias de corte son 103,753 mHz y 149,279 Hz.

De las pendientes del filtro tras el paso por las frecuencias de corte podemos deducir que, por debajo de la frecuencia de corte más baja, el filtro es de orden 7 (140 dB por década de pendiente), como era de esperar, debido al efecto de los filtros de primer orden formados por la etapa de preamplificación, el circuito RLD y etapa de amplificación que se suman a la respuesta del filtro paso alto tipo Bessel que se ha calculado. Por otro lado, el único filtro paso bajo que se encuentra en el sistema, más allá de la limitación de ancho de banda que tengan los amplificadores operacionales, es el filtro de cuarto orden tipo Bessel que se ha calculado en el apartado anterior. Por tanto, la pendiente del filtro tras el cruce por la frecuencia de corte más alta es de 80 dB por década.

Una vez terminada la fase de acondicionamiento, es necesario digitalizar la señal mediante un convertor analógico digital de cara al procesamiento posterior. Sin embargo, no se puede realizar la conexión directa entre etapas ya que la placa base o interfaz digital donde esté alojado el convertor puede estar referenciada a la masa de la red eléctrica. Este hecho no garantiza la seguridad de usuario / paciente en condiciones de fallo. En los siguientes apartados se exploran las técnicas de hardware necesarias para poder realizar la digitalización de la señal en condiciones seguras para la mayoría de los casos.



### **2.3.1.2.3 AISLAMIENTO DE LA SEÑAL CAPTURADA**

Aunque la tecnología aplicada a la medicina ha servido para reducir la morbilidad y mortalidad de pacientes enfermos, la creciente complejidad de los dispositivos y defectos en su utilización producen miles de incidentes cada año [2]. Por eso es importante diseñar cualquier dispositivo médico de una forma segura con el fin de minimizar riesgos.

En caso de que, por un problema, una fuga de corriente fluya a través del cuerpo o se aplique un voltaje demasiado alto se pueden dar varias situaciones en función de su magnitud:

- Estimulación del tejido excitable que puede llegar a ser perceptible.
- Calentamiento debido a la resistencia eléctrica del tejido corporal pudiendo produciendo fatiga, dolor, problemas respiratorios, fibrilación ventricular, etc.
- En el peor de los casos, daños y quemaduras en los tejidos debido a altas corrientes continuas, superiores a 6 A, o voltajes muy altos como el de la red eléctrica.

Por esta razón, los dispositivos médicos que se conectan a la red eléctrica deben disponer de una interfaz de captura aislada en la que el paciente esté protegido de posibles fallos en la red o en el resto del circuito.

El dispositivo diseñado en el presente proyecto es un dispositivo portátil que puede alimentarse desde una batería de litio o desde un conector USB. Muchos de los dispositivos portátiles analizados durante la fase de búsqueda de información no incluyen ningún tipo de aislamiento o seguridad eléctrica. Los equipos electrónicos de bajo voltaje son, generalmente, más seguros que los que se conectan directamente a la red ya que evitan el *macroshock*, corriente aplicada de forma externa y de gran valor que pasa de un lado a otro del cuerpo atravesando el corazón. No obstante se considera posible el *microshock*, corriente de pequeño valor aplicada directamente cerca del miocardio y que se cierra a través de él. Como se puede ver en [8] y [2], el valor de corriente considerado como límite seguro para evitar el microshock es 10  $\mu A$ .

El diseño propuesto se ha realizado teniendo en cuenta estos factores y, por ello, además de diseñar la interfaz de captura analógica con dispositivos ESD y limitadores de voltaje y corriente, se ha incluido aislamiento eléctrico para minimizar el riesgo cuando el dispositivo está cargado la batería, a través del PC o a través de un alimentador conectado a la red eléctrica. Además, dado que el diseño es modular, se ha considerado buena idea incluir las características de seguridad íntegramente en el módulo de adquisición y acondicionamiento para que, en caso de utilizarlo en otro sistema más complejo, la seguridad no suponga una limitación. En cualquier caso, dada la naturaleza del proyecto, el nivel de seguridad logrado puede que no se ajuste al estándar de referencia [24].

Existen varias técnicas de aislamiento en función del tipo de diseño. Suele ser común una combinación de estas técnicas garantizando la seguridad del paciente en casos de doble o hasta triple fallo. Es los dispositivos de captura ECG para diagnóstico clínico se



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

diseñan e incluyen protecciones a nivel de planos de masa, sistemas de alimentación, interfaz dispositivo-paciente, etc.

Una técnica de uso común es la captura de la señal mediante amplificadores de aislamiento. Sin embargo, para la solución que proponemos, el amplificador de aislamiento no es apropiado ya que suelen necesitar alimentación bipolar y niveles más altos que los que pueden proporcionar una célula de litio como es el caso de, por ejemplo, los modelos AD204 de Analog Devices o ISO124 de Texas Instruments. Alternativamente, hay sistemas que digitalizan la señal en la parte aislada del circuito y la transmiten mediante optoacopladores digitales.

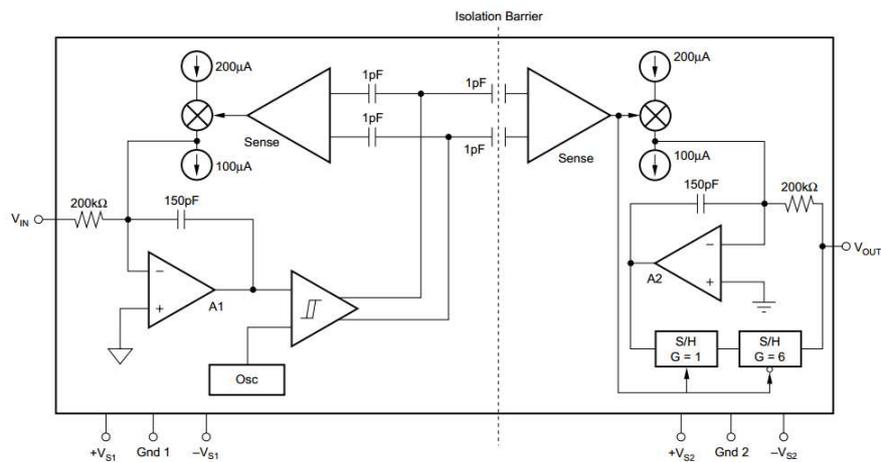


Figura 27. Diagrama de bloques de un amplificador de aislamiento.

El enfoque escogido nuestro diseño se basa en aislar la alimentación proveniente de la interfaz digital mediante un convertidor DC-DC aislado, capturar y acondicionar la señal según lo explicado en los anteriores apartados y utilizar, como última etapa, un optoacoplador para señales analógicas cuya salida se conectará al convertidor analógico-digital, nuevamente situado en la interfaz digital.

En particular, el modelo de optoacoplador para señales analógicas escogido es el IL300-E-X007 de Vishay. Se ha seleccionado este componente por prestaciones como el acoplamiento de señales mixtas AC y DC, la alta linealidad y estabilidad de ganancia y su bajo consumo. Además, cumple con la especificación de voltaje de aislamiento de 5 kV de los estándares. Por último, el fabricante lo recomienda para el diseño de aplicaciones médicas.

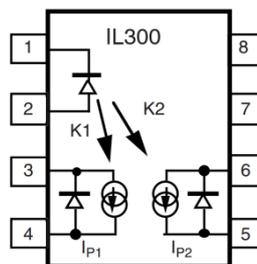


Figura 28. Interior del optoacoplador analógico IL300.





## Memoria del Proyecto Final de Carrera

Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

seguido los siguientes pasos. De las especificaciones del amplificador operacional utilizado, sabemos que la capacidad de corriente está limitada a  $\pm 5 \text{ mA}$ .

Dado que este parámetro se suele dar como corriente de cortocircuito, que no es el caso, elegimos uno inferior, de forma que la corriente máxima que se genera en el diodo servo es de:

$$I_{P1} = K1 \cdot I_{MAX} = 0,007 \cdot 4 \text{ mA} = 28 \mu\text{A}$$

**Ecuación 18.** Cálculo de la corriente máxima que se genera en el diodo servo del optoacoplador IL300.

Donde  $K1$  es la ganancia del servo. De esta forma, el rango de voltaje disponible a la entrada determina, el valor de la resistencia  $R32$  de forma que:

$$R35 = \frac{V_{IN}}{I_{P1}} = \frac{V_{REF} \pm V_{ECG}}{I_{P1}} = \frac{1,65 \text{ V} \pm 1 \text{ V}}{28 \mu\text{A}} \approx 94,6 \text{ k}\Omega$$

**Ecuación 19.** Cálculo de la resistencia de entrada a la topología del amplificador de aislamiento.

El valor se puede redondear a  $R32 = 100 \text{ k}\Omega$  por razones de disponibilidad. En el siguiente paso se determina el valor de la resistencia  $R37$  de manera que, si se necesita un amplificador de ganancia unidad, se utiliza la siguiente expresión:

$$R37 = \frac{G}{K3} \cdot R35 = \frac{1}{0,93} \cdot 100 \text{ k}\Omega \approx 107,52 \text{ k}\Omega$$

**Ecuación 20.** Cálculo de la rama de realimentación de la salida de la topología del amplificador de aislamiento.

El parámetro  $K3$  es la ganancia en corriente y se calcula como el cociente entre la ganancia de salida,  $K2$ , y la ganancia del servo  $K1$ . El dato típico de este parámetro se puede recoger de la nota de aplicación sobre el uso de esta componente [25]. Para el diseño, se ha redondeado a  $R37 = 100 \text{ k}\Omega$  nuevamente por razones de disponibilidad.

Por último la resistencia  $R32$  debe ser calculada de forma que permita circular la corriente necesaria de  $I_F = I_{MAX} = 4 \text{ mA}$  en la que se basaban los cálculos anteriores. Así pues, si el voltaje directo del diodo emisor, según datasheet, es de  $1,25 \text{ V}$ , calculamos la resistencia del amplificador de transconductancia de entrada como:

$$R32 = \frac{V_{CC} - V_F}{I_F} = \frac{3,3 \text{ V} - 1,25 \text{ V}}{4 \text{ mA}} = 512,5 \Omega$$

**Ecuación 21.** Cálculo de la resistencia necesaria para conectar al diodo emisor del optoacoplador IL300.

En principio, no se trata de un parámetro crítico si se cumple la especificación de corriente y si no se supera la corriente directa máxima que puede soportar el diodo emisor. Por ello se utiliza el valor más próximo de resistencia disponible  $R32 = 220 \Omega$ .

La salida del amplificador operacional  $U8$  se puede llevar directamente a un conversor analógico-digital discreto o integrado en un microcontrolador para la digitalización y tratamiento posterior de la señal.



### 2.3.1.2.4 AISLAMIENTO DE LA ALIMENTACIÓN

El dispositivo propuesto se puede alimentar desde varias fuentes de alimentación como son una célula de litio de 3,7 V nominales, el puerto USB de un ordenador personal, que proporciona 5 V, y a través de un alimentador conectador directamente a la red eléctrica que transforme 220 V AC en 5 V DC, que es la tensión máxima de alimentación para la que está diseñado el circuito.

Con objeto de minimizar los riesgos derivados del macroshock y microshock se ha incluido un convertor DC-DC aislado directamente sobre el módulo de la interfaz analógica. El componente elegido para esta tarea es el ADuM5000ARWZ de Analog Devices. Este componente presenta diversas ventajas que lo hacen idóneo para un dispositivo portátil como son el tamaño reducido o la sencillez de uso, ya que proporciona alimentación aislada y regulada a partir de distintas combinaciones de alimentación a la entrada sin necesidad de componentes adicionales. Sin embargo presenta como inconveniente la eficiencia cuyo valor en condiciones de máximo rendimiento es 35%. En cualquier caso, este dispositivo sólo alimenta la interfaz analógica y el diseño se ha realizado con componentes de bajo consumo por lo que el impacto en el rendimiento debería ser reducido. Si bien las prestaciones de este componente no cumplen los requerimientos más exigentes para un dispositivo de diagnóstico clínico, el fabricante lo recomienda en varias notas de aplicación y artículos, como [26], para el diseño de aplicaciones médicas cuya principal fuente de alimentación y comunicación es el puerto USB de un ordenador personal.

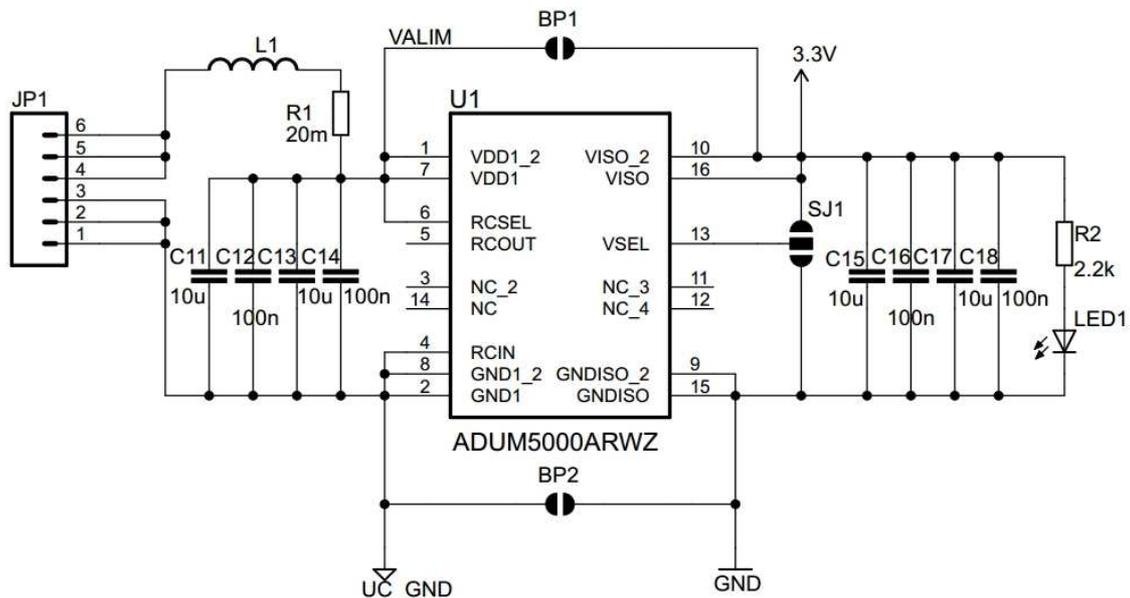


Figura 30. Esquema electrico del convertor DC-DC aislado de la interfaz analógica.

El principio de funcionamiento del ADuM5000ARWZ es el de la mayoría de las fuentes de alimentación conmutadas y consiste en un circuito oscilador que conmuta la corriente desde el primario hacia el secundario de un transformador, integrado en el propio chip. La potencia transferida al secundario se rectifica y regula y mediante modulación PWM se realimenta la señal, de nuevo, al primario con el propósito de



incrementar la eficiencia del conjunto. El diagrama de bloques mostrado a continuación resume el concepto:

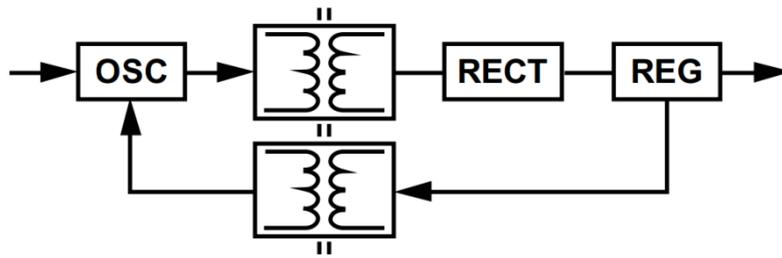


Figura 31. Diagrama de bloques del convertor DC-DC aislado.

El uso de este tipo de dispositivos es especialmente delicado porque su rendimiento e incluso especificaciones fallan si no se cumplen una serie de prácticas básicas en el diseño del circuito. Además, debido a su naturaleza, son fuentes de ruido radiado y conducido por lo que hay que tener en cuenta las regulaciones al respecto si se está diseñando un dispositivo comercial.

Algunos consejos dados por el fabricante para sacar el máximo provecho de este componente son separar los planos aislados de masa y alimentación al menos  $10\text{ mm}$ , agrandar el tamaño de las vías en la alimentación para reducir la inductancia parásita o utilizar condensadores en el rango de los  $\mu\text{F}$  para minimizar el rizado que se produce en la alimentación a la salida del integrado. Todos ellos han sido valorados en el diseño del prototipo que se presenta en este proyecto. Sin embargo, por razones económicas, no se han podido respetar otros como son el uso de un sistema de blindaje para proteger al resto del circuito de la influencia del ADuM5000 y el uso de PCB de cuatro o más capas para asegurar la presencia de planos de masa y alimentación robustos.

A pesar de todo ello, el resultado observado en las pruebas realizadas sobre el prototipo ha sido satisfactorio y, por lo tanto, consideramos adecuada su inclusión en un diseño de producto real en el que se puedan tener en cuenta los factores anteriormente presentados.

### **2.3.1.2.5 CIRCUITOS ADICIONALES**

Dado que el diseño propuesto se trata de un sistema modular formado por varias placas, se considera esencial la inclusión de algún tipo de sistema de identificación para que el circuito de control pueda identificar y adaptar su funcionalidad según el periférico conectado. En función de la complejidad del sistema, existen diversas formas de implementar la identificación entre dispositivos como pueden ser jumpers de funcionalidad específica, combinaciones de resistencias en serie y paralelo, memorias ROM con ID único, etc. En el presente proyecto sólo se ha pretendido introducir el concepto de identificación y recalcar su importancia. Por esa razón, la implementación realizada es un simple divisor resistivo que proporciona una tensión, que debería ser única para todos los módulos conectables, al convertor analógico-digital situado en la interfaz digital.



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

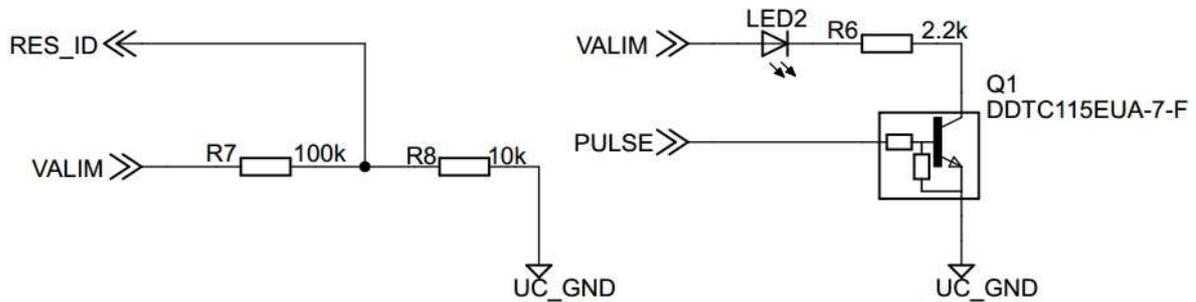


Figura 32. Esquema eléctrico de los bloques adicionales de la interfaz analógica.

La placa de interfaz digital, también incluye un pequeño bloque constituido por un transistor, una resistencia y un diodo LED, cuya funcionalidad es encenderse cuando se detecta pulso cardíaco (Onda R). En principio, la resistencia y el diodo LED hubiesen sido suficientes para realizar esta función pero la inclusión del transistor permite que la corriente aportada por el microcontrolador para realizar esta función, limitada por especificación, se reduzca considerablemente y pueda ser usada para otras funciones. El transistor usado es el DDTC115EUA-7-F cuya ventaja principal es que incorpora las resistencias de polarización de base y base-emisor con el consiguiente ahorro de espacio tan importante en sistemas portables.

### 2.3.1.2.6 DISEÑO PCB Y MECÁNICA

Finalmente, en este apartado, se comentan las particularidades que se han tenido en cuenta en el diseño de la placa de circuito impreso.

El diseño se ha realizado sobre una placa PCB de dos capas cuyo tamaño aproximado es  $10\text{ cm} \times 6\text{ cm} \times 1,6\text{ mm}$ . El material de la placa de circuito impreso es FR-4, compuesto de fibra de vidrio y resina epoxy resistente a las llamas. Se trata de un material aislante ampliamente en el diseño de circuitos impresos por su buena relación entre robustez mecánica y peso.

El uso de una PCB de más capas y más fina hubiese permitido un nivel de integración mayor y, consecuentemente, una reducción importante de tamaño. No obstante, el ámbito del proyecto, así como el coste adicional para prototipos asociado a este servicio hacen que se descarten estas opciones. De cara al diseño de un producto comercial como los presentados en el capítulo 1.5 ESTUDIO DE MERCADO se valorarían de nuevo estos factores.

El tamaño de resistencias, condensadores y otros componentes es de 0805, en unidades métricas  $2\text{ mm} \times 1,2\text{ mm}$ . Si bien se podría haber utilizado un tamaño menor, dado que los requisitos de tensión y corriente lo permiten, hemos decidido usar este tamaño por razones de manejabilidad a la hora de probar y realizar cambios sobre el prototipo. Un diseño orientado a producto comercial probablemente incorporaría componentes de tipo 0402 (métrica 1005).

Por último, a nivel mecánico, el circuito impreso diseñado consta de dos tipos de conectores:



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

### Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

- Para capturar la señal ECG se ha optado por conexiones de tipo RCA dado que es fácil encontrar cables apantallados de bajo coste que minimicen las interferencias y ruidos comentados en secciones anteriores.
- Para la conexión entre el módulo analógico y la interfaz digital se utilizan dos tiras de 6 pines. Una de ellas se utiliza para proporcionar alimentación a la interfaz de captura de señal ECG y la otra para transferir la señal capturada y otras señales hacia la interfaz digital. Aunque son conectores muy económicos, su uso suele estar restringido a prototipos debido a su escasa robustez mecánica.

El resultado de todos los aspectos del diseño comentados en los anteriores apartados se ha materializado en la placa de circuito impreso que muestra la siguiente fotografía de la Figura 33. En ella se puede observar a simple vista algunas de las particularidades del diseño comentadas como es la interfaz de captura analógica aislada a través de planos de masa separados y de dispositivos como un convertor DC/DC aislado (a la derecha de la imagen) y un optoacoplador analógico (a la izquierda de la imagen). Creemos que el acabado general es razonablemente bueno gracias a las bases sobre las que se diseñó la tanto el esquemático como la PCB y, en parte a la fábrica a la que solicitó la fabricación del prototipo.



Figura 33. Interfaz analógica para captura y acondicionamiento de señales ECG.

### 2.3.1.3 PLACA BASE

#### 2.3.1.3.1 MICROCONTROLADOR

Una de las partes más importantes de la placa base o interfaz digital es el microcontrolador ya que se puede considerar como el “cerebro” del sistema aportando gran parte de la funcionalidad que se requiere. De la amplia gama de microcontroladores disponibles en el mercado, se ha querido optar por una solución potente, moderna y asequible que minimice la necesidad de hardware adicional. La solución escogida es un microcontrolador de 32 bits basado en el núcleo ARM Cortex-



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

### Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

M3. A modo de inconveniente se puede comentar que no se trata de la solución más sencilla de comprender y manejar y, por tanto, requiere invertir bastante tiempo para poner en marcha una plataforma funcional.

El núcleo ARM Cortex-M3 es un procesador introducido por ARM en 2006 para intentar proporcionar características únicas de los procesadores de alto rendimiento a dispositivos orientados a aplicaciones más sencillas. Sus características más notables son eficiencia, bajo consumo, bajo coste y facilidad de uso. Por ese motivo, su uso ha ido creciendo paulatinamente haciendo que muchos programadores migraran sus diseños desde arquitecturas de 8 y 16 bits a este tipo de plataformas.

Los microcontroladores ARM son comercializados por fabricantes como Texas Instruments, ST Microelectronics, Sharp, NXP, etc. Un microcontrolador de este tipo está formado, por un lado por, el núcleo, el sistema de depuración y sistema de relojes diseñado por ARM Holdings PLC y, por otro lado por, los periféricos, memoria e interfaces de entrada / salida que son añadidos en función de la aplicación por los distintos fabricantes. Es decir, al igual que ocurría con el procesador 8051 de Intel, el fabricante del núcleo proporciona licencias de su diseño a otros fabricantes, conocidos como *partners*, que aprovechan para integrar en dispositivos y sistemas complejos dotados de potenciales funcionalidades. El siguiente gráfico extraído de [27] ilustra lo explicado:

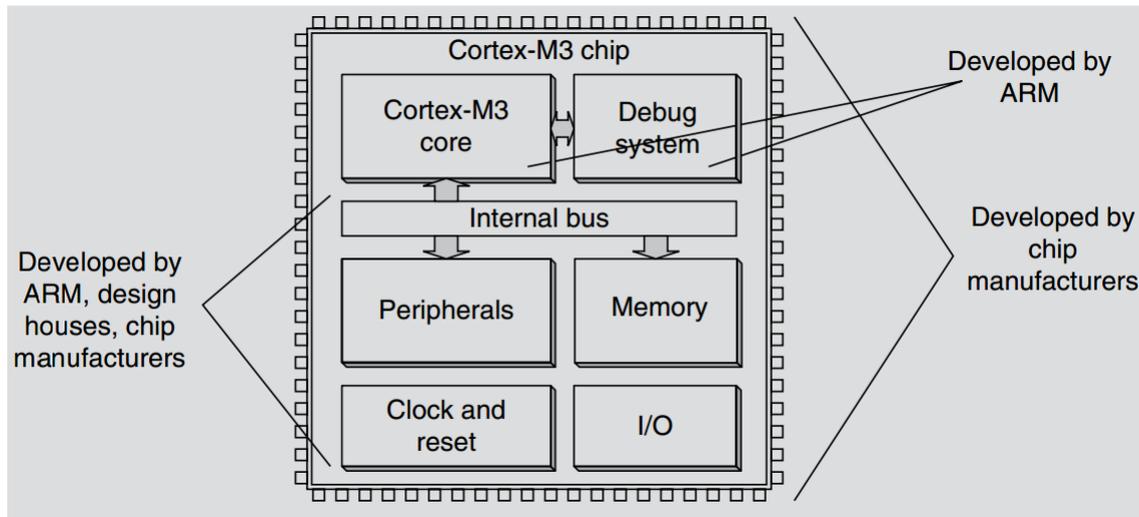


Figura 34. Diagrama de bloques de un microcontrolador de arquitectura Cortex-M3.

El Cortex-M3 es un microprocesador de 32 bits basado en arquitectura Harvard, es decir, el bus de instrucciones y los buses de datos están separados permitiendo accesos simultáneos. El espacio de memoria está unificado y compartido por todos los buses de memoria.

Un microcontrolador Cortex-M3 dispone de los registros siguientes:

- Registros de propósito general (R0-R12).
- Punteros de la pila principal y de proceso (R13).
- Registro de enlace utilizado para volver desde una subrutina (R14).



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

- El contador de programa (R15).
- Los registros especiales de control, estado, máscara de interrupciones.

Otra característica importante es el controlador interrupciones (NVIC) que permite la ejecución de interrupciones anidadas y configuraciones como la gestión dinámica de prioridades, el enmascarado de interrupciones o la optimización de la latencia. Los periféricos de un Cortex-M3 están mapeados y pueden ser accedidos mediante simples instrucciones de acceso a memoria. El uso de un mapa predefinido facilita la optimización, portabilidad e integración del código entre dispositivos. La siguiente figura, también de [27], muestra el mapa de memoria común a todos los microcontroladores de este tipo:

0xFFFFFFFF	System level	Private peripherals including build-in interrupt controller (NVIC), MPU control registers, and debug components
0xE0000000		
0xDFFFFFFF	External device	Mainly used as external peripherals
0xA0000000		
0x9FFFFFFF	External RAM	Mainly used as external memory
0x60000000		
0x5FFFFFFF	Peripherals	Mainly used as peripherals
0x40000000		
0x3FFFFFFF	SRAM	Mainly used as static RAM
0x20000000		
0x1FFFFFFF	CODE	Mainly used for program code. Also provides exception vector table after power up
0x00000000		

Figura 35. Mapa de memoria de un microcontrolador de arquitectura Cortex-M3.

El número de buses que utiliza un microcontrolador basado en núcleo Cortex-M3 depende del fabricante pero, de manera general, se puede decir que los principales buses son los buses de acceso a memoria, los buses de sistema y los buses de acceso a periféricos. Esta fragmentación es la que permite lograr los altos niveles de rendimiento que alcanzan algunos de los dispositivos basados en esta tecnología.

También merece la pena nombrar el conjunto de instrucciones que usan estos microprocesadores. Se denomina Thumb-2 y contiene instrucciones de 16 y 32 bits que permite la ejecución de operaciones complejas como divisiones y multiplicaciones manteniendo contenido el tamaño de código y el rendimiento. El acceso a datos no alineados es otra de las características complejas reservadas sólo para procesadores de



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

alto rendimiento que la arquitectura presentada ha heredado para el diseño de sistemas más sencillos.

Por último, merece la pena hablar de CMSIS, siglas en inglés de *Cortex Microcontroller Software Interface Standard*, al cual le otorgamos gran parte del éxito que está teniendo la arquitectura en los últimos tiempos. Este interfaz estándar de software suele estar integrado en las librerías que proporcionan los fabricantes y permite el acceso a una serie de funciones del sistema y periféricos transversales a todos los modelos. Nació en 2008 con el propósito de mejorar la portabilidad y reusabilidad de código creado, evitar problemas de compatibilidad de drivers, facilitar el trabajo a los creadores de herramientas de desarrollo y compilación y, en definitiva, crear una plataforma que permita un desarrollo más estándar, rápido y sencillo.

En cualquier caso, gran parte de los aspectos relacionados con la arquitectura quedan enmascarados cuando este tipo de microcontroladores se programan en lenguaje C. La mayoría de los fabricantes de microcontroladores proporcionan librerías escritas en C que permiten controlar todos los aspectos del dispositivo. Dado que los compiladores modernos generan código muy eficiente, cada vez tiene menos sentido utilizar lenguaje ensamblador [27].

Tras esta breve introducción acerca de la arquitectura de los microprocesadores ARM Cortex-M3, comentamos las particularidades del microcontrolador (uC) elegido para el diseño propuesto. En concreto, el dispositivo elegido es el modelo STM32F103VET6 de ST Microelectronics, que pertenece a la gama de alto rendimiento que el fabricante ofrece bajo esta arquitectura. La gama elegida dispone de una gran cantidad de periféricos que lo hace idóneo, según el fabricante, para todo tipo de aplicaciones incluyendo aplicaciones industriales, médicas y otras orientadas al consumidor.

En sentido estricto se podrían haber utilizado otras familias, ya que todas ellas son suficientemente potentes para nuestra aplicación pero la disponibilidad y precio de éstas no ha resultado ser un factor claramente ventajoso o diferenciador. Además, el soporte no oficial que se puede obtener la gama F103 parece mejor que para de otras gamas por ser una de las más extendidas entre la comunidad de desarrolladores. Por último, el acceso a una placa de desarrollo económica ha decantado finalmente la decisión en este sentido.



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas



Figura 36. Microcontrolador STM32F103VET6.

Las principales características del STM32F103VET6 que resultan útiles para el desarrollo del diseño presentado son:

- Operación en el rango de 2,0 V a 3,6 V y modos de operación de bajo consumo, lo cual lo hace aceptable para su uso en dispositivos portátiles alimentados por una única batería.
- Conversores analógico-digitales rápidos ( $1 \mu s$ ) de 12 bits con acceso directo a memoria (DMA). Se utilizan para digitalizar la señal ECG capturada, el voltaje y la tensión de la batería.
- Hasta cinco USARTs (Universal Synchronous and Asynchronous Receiver/Transmitter) que habilitan la transmisión y recepción de datos serie. Se utilizan 2 de ellas, una para la comunicación con el PC vía puerto USB y otra para la comunicación Bluetooth.
- Al menos 2 temporizadores (Timers) que se utilizan para gestionar una base de tiempos en el sistema y controlar la frecuencia con la que se lanza la conversión analógico-digital.
- El controlador FSMC (Flexible Static Memory Controller) que proporciona un interfaz de acceso y gestión de varios tipos de memoria. Se usa para controlar el display gráfico a través del acceso directo a la memoria GRAM del su controlador.
- Gran cantidad de puertos de propósito general libres después de la conexión de todos los periféricos y que se usan para funciones como detectar la conexión del cable USB o apagar el sistema.
- Amplia memoria flash para código de 512 kB.
- Registros de backup para el almacenamiento de datos como los parámetros de calibración de la batería. Estos registros conservan su valor gracias a la alimentación de backup proporcionada por una pila de botón.
- Buses SPI e I<sup>2</sup>C previstos para la implementación futura de la grabación de información capturada en tarjetas de memoria microSD y la ampliación del diseño mediante otros módulos.
- Por último, interfaz JTAG para depuración y programación que es relativamente fácil de configurar y muy potente.



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

### Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

La implementación hardware propuesta en el prototipo tiene ciertas particularidades derivadas del uso del STM32F103VET6 que no se ven en otros diseños basados en microcontroladores más sencillos y que, por tanto, consideramos conveniente resaltar:

En primer lugar, si nos fijamos en el sistema de alimentaciones que requiere el dispositivo, observaremos que dispone de hasta 5 pines  $V_{DD}$  a través de los cuales se le debe suministrar tensión y corriente. De acuerdo con el datasheet, esta alimentación es regulada internamente a  $1,8V$  para el funcionamiento general del núcleo y periféricos digitales.

Por otro lado, se requiere alimentación a través de  $V_{BAT}$  para los periféricos que se encuentran en el dominio backup como son los registros de backup o el reloj de tiempo real (RTC). En nuestro diseño se considera importante mantener activo el dominio de backup y, por tanto, se implementa circuitería para que, en caso de que no esté presente la pila de tipo botón,  $V_{BAT}$  tome la alimentación directamente de  $V_{DD}$ .

Por último, los conversores analógico-digitales embebidos en el microcontrolador disponen de tensiones de alimentación y referencia independientes para mejorar la precisión de la conversión. Por simplicidad, se ha decidido no intercalar un regulador adicional aunque con objeto de minimizar el efecto que otros componentes puedan tener sobre la precisión de la conversión, se utiliza un choque y condensadores especialmente dedicados a filtrar la alimentación que se proporciona a este periférico. Además, en el diseño de la PCB se ha tenido en cuenta este factor y el plano de masa asociado al convertor A/D está separado del plano de masa general prácticamente en todo su contorno. La siguiente imagen ilustra la conexión del sistema de alimentación descrito en estos párrafos:

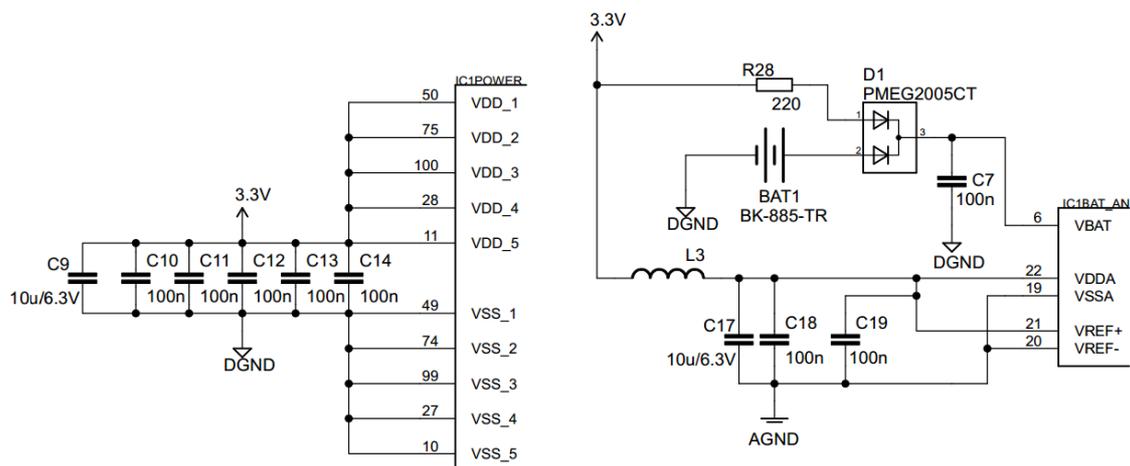


Figura 37. Esquema eléctrico del sistema de alimentaciones del microcontrolador STM32F103VET6.

El STM32F103VET6 dispone de 3 fuentes principales de reloj, el oscilador interno de alta velocidad, el oscilador externo de alta velocidad y reloj generado por el PLL. Adicionalmente, dispone de dos fuentes de reloj secundarias que son el oscilador RC interno de  $40\text{ kHz}$  y el cristal de baja velocidad externo usado principalmente para



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

manejar el RTC. Así pues, para hacer uso de todas sus funciones, el microcontrolador precisa de:

- Un cristal o resonador cerámico externo de alta velocidad (HSE) de  $8\text{ MHz}$ . Para su conexión al microcontrolador se necesita una resistencia en serie con el pin `OSC_OUT` de valor entre 5 y 6 veces la resistencia serie del resonador. Además, requiere de capacidades de carga cuyos valores típicos están en el rango de los  $\text{pF}$ , típicamente entre  $2\text{ pF}$  y  $20\text{ pF}$ .
- Un cristal o resonador cerámico externo de baja velocidad (LSE) de  $32,768\text{ kHz}$ . La topología de conexión es similar en este caso, pero dada la baja frecuencia, la resistencia serie se puede hacer más pequeña e incluso nula. Los condensadores asociados dependen de la capacidad de carga que necesite el cristal resonador necesario. En este caso se ha utilizado condensadores de  $7\text{ pF}$ .

Se puede ver en la figura siguiente el sistema de relojes implementado:

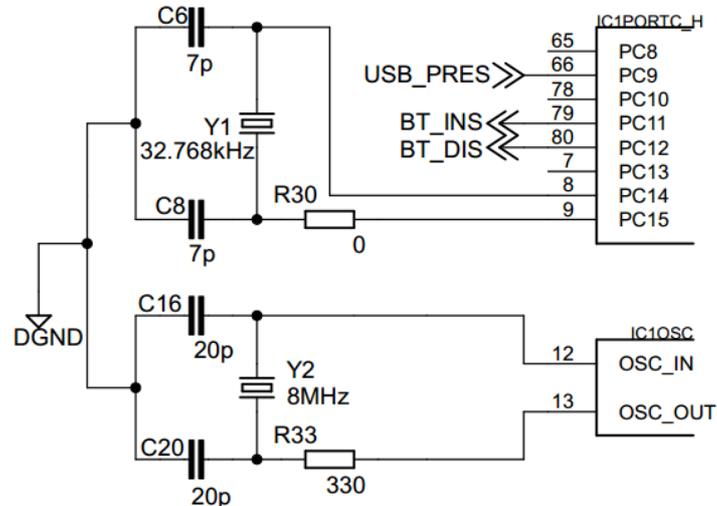


Figura 38. Esquema eléctrico de sistema de relojes del microcontrolador STM32F103VET6.

En otro orden de cosas, el microcontrolador STM32F103VET6 dispone de 3 modos distintos de arranque que se controlan con los pines `BOOT0` y `BOOT1` según la siguiente tabla:

BOOT1	BOOT0	MODO ARRANQUE	DE	OBSERVACIONES
X	1	Memoria Flash		Memoria principal de programa. Modo por defecto para arrancar.
0	1	Memoria de Sistema		Se usa para reprogramar la memoria flash del microcontrolador a través del USB o de las USARTs.
1	1	SRAM Embebida		Que permite, copiar y ejecutar al arrancar código procedente de memorias externas.

Tabla 4. Modos de arranque del microcontrolador STM32F103VET6.



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

### Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

En el sistema diseñado no se va a hacer uso del tercer modo pero sí se ha considerado interesante la configuración de arranque desde la memoria del sistema ya que habilita la actualización sencilla del firmware por parte del usuario a través del módulo de comunicación principal, en nuestro caso la USART1. Esta es, hoy en día una característica esencial en la mayoría de los dispositivos comerciales. Los fabricantes comercializan sus productos con una versión de firmware determinada y, usualmente, habilitan medios para poder proveer a los usuarios con actualizaciones de firmware que solucionen problemas descubiertos o que aporten nuevas características y prestaciones.

Por último, consideramos importante mencionar que el módulo LCD adquirido, que se comentará en apartados posteriores, consta de un LCD de resolución media y lleva incorporado un controlador cuyo manejo eficiente sólo se puede realizar mediante acceso directo a su memoria. Por ello, para utilizar este módulo se necesita el controlador FSMC del STM32F103VET6 cuyo inconveniente principal es que requiere de hasta 21 líneas situadas en distintas posiciones que han hecho complicado el diseño de la placa de circuito impreso en tan sólo 2 capas.

Abordar más detalles acerca del microcontrolador queda fuera del ámbito del documento porque, estrictamente, se le podría dedicar un monográfico dada su complejidad y particularidades. No obstante, durante el desarrollo de proyecto se ha utilizado como referencia una guía, ver [28], que se recomienda de cara introducirse en los detalles del hardware de la familia STM32 y, en general, de la arquitectura ARM.

#### **2.3.1.3.2 SISTEMA DE ALIMENTACIÓN**

La placa base consta de un sistema de alimentaciones que proporciona la tensión necesaria a todos los periféricos que forman parte de la interfaz digital y al convertidor DC-DC aislado de la interfaz analógica.

Tal y como se ha comentado anteriormente, el diseño propuesto puede alimentarse de varias fuentes de energía como son una batería de polímero litio, el puerto USB de un ordenador personal o a través de un alimentador conectador a la red eléctrica.

Las baterías de litio son, hoy en día, una de las principales fuentes de energía para dispositivos portátiles debidas a la relación entre tamaño y densidad de energía, lo cual supone un requisito fundamental en el diseño de dispositivos portátiles. Otras ventajas valorables son también la gran capacidad de descarga y la carencia del efecto memoria (progresiva reducción de capacidad si no se realizan ciclos completos de carga y descarga). A cambio, a modo de inconvenientes, requieren una gestión especial a nivel eléctrico ya que son poco tolerantes a sobrecargas, sobre-descargas y altas temperaturas [29]. Por esa razón, es necesaria la incorporación de circuitos de carga y circuitos protectores especiales que monitoricen todo tipo de eventos no deseados.



Figura 39. Batería de polímero de litio con circuito de protección.

Normalmente, una batería de polímero de litio presenta una tensión de entre  $4,2\text{ V}$ , cuando está totalmente cargada, y  $3,0\text{ V}$ , cuando se considera completamente descargada. El perfil de carga de una batería de litio es especial y los circuitos integrados que gestionan la carga incorporan algoritmos que constan de tres fases [30]:

- En caso de que una batería de litio se conecte a un cargador con su tensión por debajo del nivel mínimo de  $3\text{ V}$ , se suele aplicar una corriente constante de entre  $C_N/10$  y  $C_N/50$  donde  $C_N$  es la capacidad nominal de la batería. Esta corriente permite “reactivar” la química de cara a la siguiente fase, cuya aplicación sería peligrosa por debajo del nivel de tensión comentado. Esta fase se conoce como fase de acondicionamiento.
- Durante la segunda fase se aplica una corriente constante de  $C_N/2$  hasta que las baterías alcancen el nivel de  $4,2\text{ V}$ . Durante esta fase, denominada también fase de carga rápida, las baterías adquieren en torno a un 70% - 80% de su capacidad útil.
- En la última fase, denominada fase de tensión constante, la corriente se reduce paulatinamente para que la tensión de la batería no supere el nivel máximo mencionado anteriormente. El algoritmo de carga suele considerar que la batería ha terminado de cargarse cuando la corriente de carga es inferior a  $C_N/10$  o cuando ha transcurrido un tiempo determinado.

En la siguiente captura obtenida de [31] se puede observar el algoritmo de carga descrito, conocido como algoritmo CC/CV (Constant Current / Constant Voltage):



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

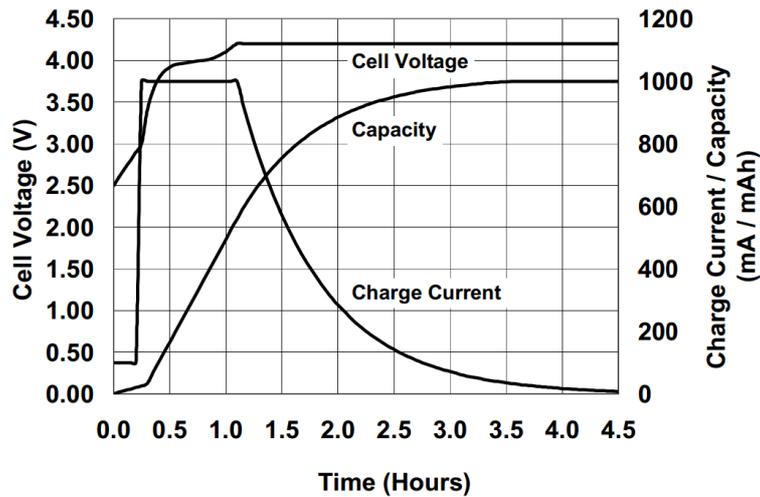


Figura 40. Perfil de carga de una batería de litio en un cargador con algoritmo CC/CV.

Muchos fabricantes comercializan circuitos integrados que gestionan la carga de una batería de litio según el algoritmo presentado. Se suelen clasificar en lineales o DC-DC, en función de cómo regulan la corriente y tensión de la batería a la que se conectan. Por defecto incorporan medidas de seguridad como son protecciones contra sobretensiones y cargas a alta temperatura. Además, algunos presentan características configurables, como corrientes, tensiones y tiempos máximos de carga.

El diseño del prototipo propuesto utilizar el circuito integrado MCP73837-FCI/UN de Microchip. Se trata de un cargador de tipo lineal preparado para aceptar alimentación desde un puerto USB o un alimentador conectado a la red eléctrica. La regulación de voltaje en la fase final de carga es de alta precisión y no requiere componentes adicionales externos como pueden ser los transistores de paso. El circuito implementado en el prototipo se presenta en la siguiente figura:



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

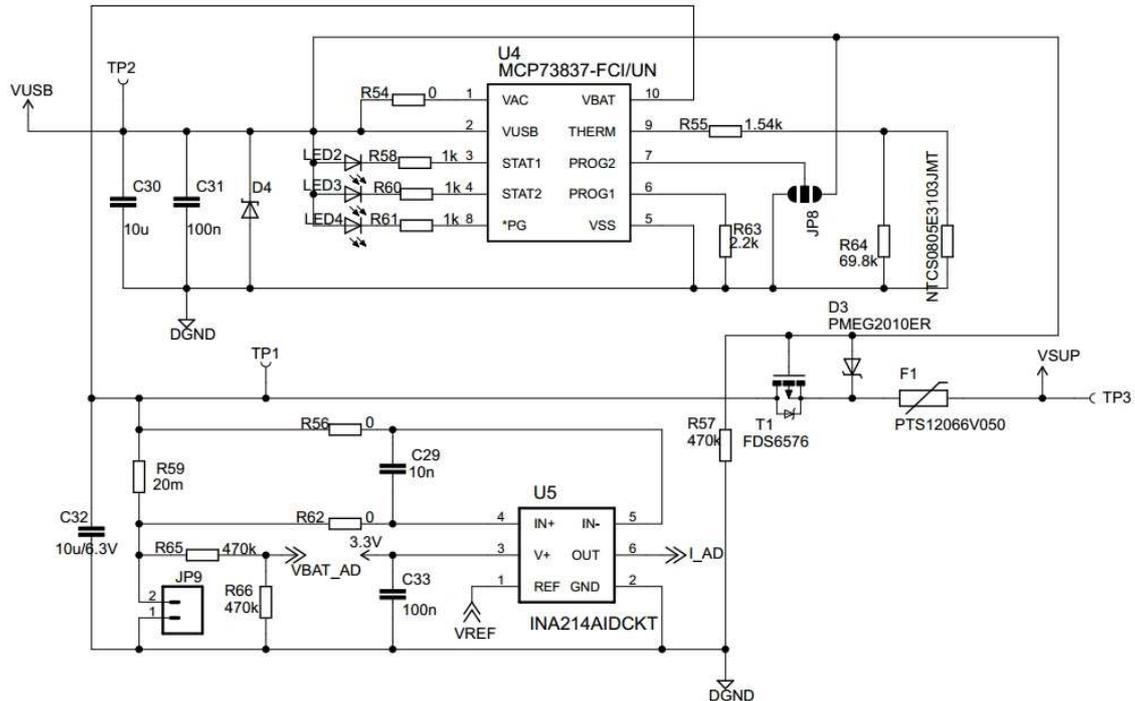


Figura 41. Esquema eléctrico de la etapa de gestión de la energía de la batería.

La corriente máxima que puede proporcionar un puerto USB de ordenador es, por especificación estándar, de 500 mA (Hasta 1 A en algunos casos). Por tanto, se debe configurar la corriente de carga en el MCP73837-FCI/UN durante la fase de corriente constante a un nivel igual o inferior. Para ello se utiliza la resistencia  $R63$  de forma que:

$$I_{CARGA} = \frac{1000 \text{ V}}{R63} = \frac{1000 \text{ V}}{2,2 \text{ k}\Omega} \approx 454,54 \text{ mA}$$

Ecuación 22. Cálculo de la corriente de carga del cargador MCP73837-FCI/UN

Otro punto interesante de comentar es el cálculo de la red de polarización de la NTC. La NTC presentada en el esquema se utiliza para controlar la temperatura ambiente (idealmente, la temperatura a la que se encuentra la batería) para que se pueda detener el algoritmo de carga por encima y por debajo de unos valores determinados, típicamente 0 °C y 50 °C. Como se puede observar en la Figura 41, la red consiste en una NTC y 2 resistencias que se pueden calcular como:

$$R55 = 24 \text{ k}\Omega - \frac{R64 \cdot R_{NTC \text{ } 0^{\circ}\text{C}}}{R64 + R_{NTC \text{ } 0^{\circ}\text{C}}} = 24 \text{ k}\Omega - \frac{R64 \cdot 28,825 \text{ k}\Omega}{R64 + 28,825 \text{ k}\Omega}$$

$$R55 = 5 \text{ k}\Omega - \frac{R64 \cdot R_{NTC \text{ } 50^{\circ}\text{C}}}{R64 + R_{NTC \text{ } 50^{\circ}\text{C}}} = 5 \text{ k}\Omega - \frac{R64 \cdot 4,0042 \text{ k}\Omega}{R64 + 4,0042 \text{ k}\Omega}$$

Ecuación 23. Cálculo de la red de resistencias de polarización de la NTC del cargador de baterías.

Igualando y despejando ambas expresiones obtenemos  $R64 = 69,8 \text{ k}\Omega$  y  $R55 = 1,54 \text{ k}\Omega$ .



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

### Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

El circuito integrado para la gestión de la carga MCP73837-FCI/UN incluye además tres salidas para informar de su estado. Estas salidas, que están configuradas como drenador abierto, se pueden conectar a diodos LED que, mediante distintas secuencias indican situaciones como las fases de carga que se observan en la Figura 40 y, también, modos de error o reposo. Estas tres salidas se pueden llevar mediante sendas resistencias de pull-up a los pines de un microcontrolador que procesando la información obtenida tome las decisiones oportunas.

Además, en el esquema propuesto se ha incorporado un sensor de corriente bidireccional que produce un nivel de tensión a la salida proporcional a la caída de tensión en la resistencia de medición  $R_{59}$  de  $20\text{ m}\Omega$ . Llevando la salida de este circuito integrado a uno de los canales del convertor analógico-digital del microcontrolador se puede saber a qué corriente se está cargando o descargando la batería. El sensor de corriente elegido es el INA214IDCKT, que se trata de una etapa integrada de amplificador diferencial, cuyas principales características son la alta precisión y la nula deriva en todo el rango de tensión medido en la resistencia  $R_{59}$ . Para poder aprovechar su capacidad de medir corrientes en ambos sentidos de circulación es necesario polarizarlo en el punto medio de la tensión de alimentación.

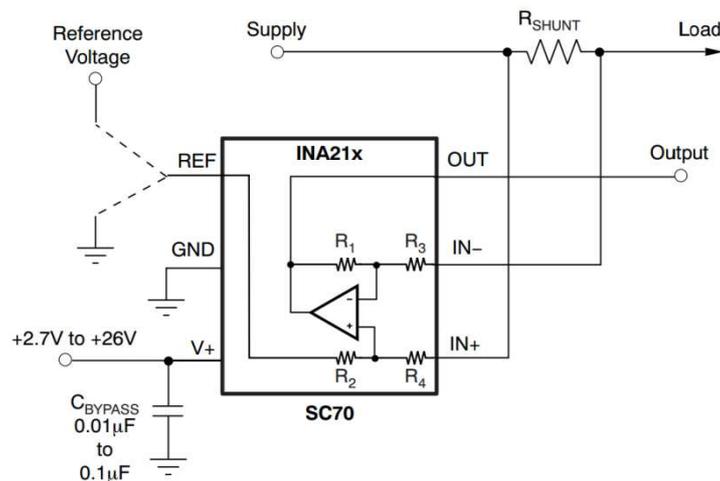


Figura 42. Interior del sensor de corriente INA214.

Por otro lado, se ha implementado un sistema para permitir que el circuito se alimente desde el puerto USB, y no desde la batería, cuando se conecte a un ordenador. En esta situación el puerto USB suministra la tensión y corriente necesarias para alimentar al circuito y, a su vez, para cargar la batería si el controlador MCP73837-FCI/UN lo estima oportuno. Este tipo de circuitos se conocen como *Power Path* y se pueden encontrar embebidos en los controladores de carga o en controladores más complejos de gestión de la alimentación.

La implementación de este Power-Path es de las más sencillas y sólo precisa de tres componentes, un transistor MOSFET de canal P con una resistencia entre puerta y masa y un diodo Schottky puerta y fuente. Su operación se describe a continuación:



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

### Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

- Cuando el puerto USB no está conectado, el transistor MOSFET de paso está en saturación porque la puerta está conectada a masa a través de la resistencia  $R57$  y el drenador tiene una tensión positiva. En esta situación, el circuito se alimenta de la batería de Litio conectada en  $JP9$ .
- Cuando se inserta el conector USB, la tensión de puerta es  $5\text{ V}$  y esto hace que el transistor MOSFET entre en zona de corte, impidiendo el paso de corriente desde la batería al circuito. La corriente y tensión suministradas a través del puerto USB pasan por  $D3$  siendo la fuente de alimentación del circuito.

El transistor MOSFET elegido en la implementación de este bloque es el FDS6576 de Fairchild que se caracteriza por una resistencia drenador-fuente de sólo  $14\text{ m}\Omega$ . El diodo  $D3$  seleccionado es el PMEG2010ER de NXP que, en directa, soporta corrientes de hasta  $1\text{ A}$  y la caída de tensión ánodo-cátodo es de sólo  $0,3\text{ V}$ . Tal y como se puede intuir, el criterio de selección utilizado ha consistido en minimizar las caídas de tensión entre la fuente de tensión seleccionada y el resto circuito.

Se puede observar que, a continuación de este bloque, se ha colocado el componente  $F1$  que actúa como fusible reseteable. Los fusibles reseteables son PTC que se auto calientan cuando circula a través de ellos una corriente superior a la nominal. Este incremento de temperatura hace que su resistencia aumente hasta el punto de cortar el paso de corriente a los bloques que se sitúen posteriormente protegiendo la fuente de alimentación y el resto de componentes de cortocircuitos o sobre corrientes producidas por fallos en el sistema. El componente elegido es PTS12066V050 de Cooper Bussmann y puede soportar hasta  $0,5\text{ A}$  de forma sostenida cortando de forma inmediata el paso de corriente si su valor es superior a  $1\text{ A}$ .

El sistema se ha diseñado para funcionar con tensiones de alimentación de  $3,3\text{ V}$ . Cuando la fuente de alimentación proviene del puerto USB esto no supone un problema, ya que con un simple regulador lineal se consigue el nivel de tensión necesario. Sin embargo, cuando el sistema se alimenta desde la batería de litio, la tensión puede oscilar dentro del rango de entre  $3,0\text{ V}$  y  $4,2\text{ V}$ . En este caso, incluir un regulador lineal no sería una solución aceptable ya que, incluso mediante un buen LDO (*Low Drop-Out*), la capacidad disponible en la batería para el rango de tensiones entre  $3,4\text{ V}$  y  $3,0\text{ V}$  sería desaprovechada.

Por esa razón, se ha decidido utilizar un convertor DC-DC de tipo Buck-Boost, también denominados convertidores *step-down step-up*, que mantenga el nivel de tensión requerido independientemente de que la tensión se encuentre por debajo o por encima del nivel de  $3,3\text{ V}$  requerido. Este tipo de dispositivos basan su funcionamiento en los principios de las fuentes de alimentación conmutadas, es decir, mediante PWM u otras técnicas de conmutación almacenan energía en bobinas o condensadores y, posteriormente, una vez acumulado un cierto nivel de energía, la transfieren al circuito. La implementación básica de este tipo convertidores se puede ver en la siguiente figura procedente de [32]:



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

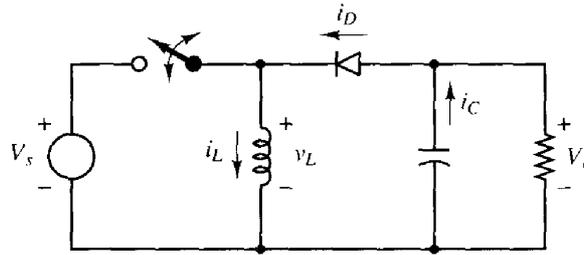


Figura 43. Esquema eléctrico de un convertor Buck-Boost básico.

En particular, el modelo escogido para el diseño del prototipo es el LTC3440EMSPBF de Linear. Se trata de un circuito integrado de tamaño muy pequeño ideal para dispositivos portátiles,  $3\text{ mm} \times 3\text{ mm}$ , ideal para dispositivos portátiles. Su topología consta 4 interruptores y varios circuitos de estabilización y control. A partir de una bobina como elemento único de acumulación de energía, su rendimiento puede alcanzar hasta el 96% y el nivel de tensión a la salida es configurable y regulado. El fabricante lo recomienda para el diseño de dispositivos que se alimentan de una única célula de Litio.

Las contrapartidas suelen ser las típicas de un circuito de estas características como el ruido que producido en la alimentación durante la conmutación, la estabilidad y la producción excesiva de calor, que si no se disipa correctamente disminuye el rendimiento del conjunto. A continuación se muestra la implementación del bloque completo llevada a cabo en el prototipo:

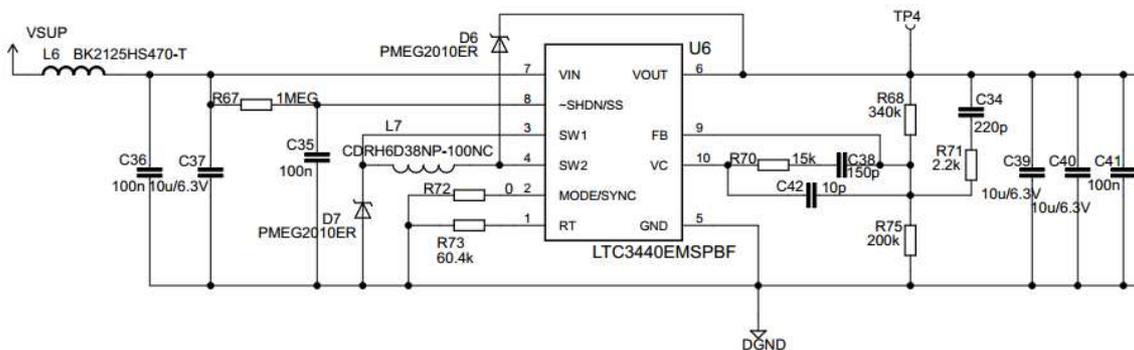


Figura 44. Esquema eléctrico usado en la etapa de alimentación del convertor Buck-Boost LTC3440.

Para el cálculo de la frecuencia de conmutación del dispositivo, configurable a través de  $R73$ , se utiliza la expresión:

$$f_{osc} = \frac{6 \cdot 10^{10}}{R73} = \frac{6 \cdot 10^{10}}{60,4\text{ k}\Omega} \approx 993,377\text{ kHz} \approx 1\text{ MHz}$$

Ecuación 24. Cálculo de la frecuencia de conmutación del LTC3440.



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

El dispositivo puede funcionar a frecuencias de conmutación entre 300 kHz y 2 MHz. Cuanto mayor es  $f_{OSC}$ , mayor es la eficiencia pero también requiere más atención a la disipación térmica del dispositivo y el ruido de conmutación conducido y radiado.

La bobina se selecciona para que el rizado de corriente en la misma esté entre un 20% y un 40% de la corriente máxima que soporta. Así pues para un nivel de rizado entre ambos, calculamos la inductancia de la bobina como:

$$L > \frac{V_{IN(MIN)} \cdot (V_{OUT} - V_{IN(MIN)})}{f_{OSC} \cdot I_{OUT(MAX)} \cdot \%Rizado \cdot V_{OUT}} = \frac{3 V \cdot (3,3V - 3 V)}{1 MHz \cdot 500 mA \cdot 20\% \cdot 3,3 V} = 1,82 \mu H$$

$$L > \frac{V_{OUT} \cdot (V_{IN(MAX)} - V_{OUT})}{f_{OSC} \cdot I_{OUT(MAX)} \cdot \%Rizado \cdot V_{IN(MAX)}} = \frac{3,3 V \cdot (5,5 V - 3,3 V)}{1 MHz \cdot 500 mA \cdot 30\% \cdot 5,5 V} = 8,8 \mu H$$

Ecuación 25. Cálculo de la bobina necesaria para el funcionamiento del convertidor LTC3440.

La bobina escogida es una de las recomendadas por Linear en sus diseños de referencia de valor  $10 \mu H$ , el modelo concreto es CDRH6D38NP-100NC de Sumida cuya corriente nominal es de 2 A.

Para minimizar el rizado de tensión a la salida se colocan unos condensadores cerámicos de baja ESR (Resistencia Serie Equivalente). A pesar de proporcionar unas expresiones que permiten calcular el porcentaje de rizado, el fabricante recomienda colocar al menos  $20 \mu F$ , para una corriente de 0,5 A, a la salida para compensar la respuesta transitoria del convertidor independientemente del cálculo que resulte de esas expresiones. Por otro lado, a la entrada se deben colocar al menos  $4,7 \mu F$ .

El dispositivo incorpora una realimentación en lazo cerrado que permite estabilizar la salida y mejorar la respuesta transitoria. Básicamente el control lo realiza un comparador que mediante un nivel de referencia produce una salida tipo PWM y que forma parte de la compleja lógica de control del dispositivo. Esta red de alimentación precisa de una red de compensación para la que se presentan dos alternativas con intención de compensar el filtro de doble polo que se forma a la salida del convertidor. En el prototipo presentado se ha optado por la que denominan compensación de tipo 3, compuesta por 4 resistencias y tres condensadores situados para crear dos ceros que compensen y estabilicen la salida del convertidor. Los valores utilizados se han obtenido de [33].

Finalmente, cabe resaltar que se han utilizado diodos Schottky PMEG2010ER en ambos extremos de la bobina para reducir picos de voltaje en la bobina y evitar posibles condiciones de sobrecarga o cortocircuito.

### 2.3.1.3.3 CIRCUITO DE ENCENDIDO Y APAGADO

Normalmente, los dispositivos portátiles están pensados para incorporar de forma casi permanente la batería como principal fuente de energía. La batería no siempre se sitúa accesible al usuario y, en ocasiones, puede ser interesante mantenerla para modos de backup y bajo consumo en los que se ciertas partes del circuito se mantienen activas,



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

consumiendo una corriente mucho menor a la de funcionamiento normal del sistema. Por eso, no es aceptable que un dispositivo portátil permanezca encendido mientras no está realizando tareas útiles para el usuario y se necesita incluir un circuito de encendido y apagado.

Hay muchas formas de implementar los circuitos de encendido y apagado. La más sencilla de ellas consiste en un interruptor mecánico que conecta y desconecta la línea de alimentación del resto del circuito. No obstante, los circuitos cada vez son más habituales los circuitos que requieren auto-encenderse y auto-apagarse ante determinados eventos y, por tanto, la implementación que necesitas sustituye el interruptor mecánico por un interruptor electrónico.

Los interruptores electrónicos también denominados interruptores de carga, *Load Switch* en inglés, son circuitos que conectan o desconectan el paso de tensión y corriente de la fuente hacia el sistema con señales electrónicas, bien producidas por el usuario o bien producidas por el propio sistema. Este es el enfoque que se ha adoptado en el diseño propuesto y que ha dado lugar al siguiente bloque:

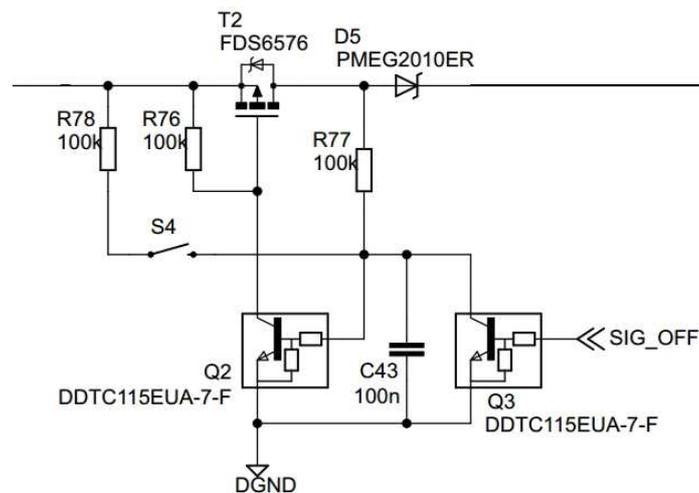


Figura 45. Esquema eléctrico del circuito de encendido y apagado.

El núcleo principal del interruptor de carga presentado es un transistor MOSFET de tipo P controlado por puerta. Las buenas prestaciones y similitud en funcionalidad que ofrecía el MOSFET situado en la etapa *Power Path* del cargador de baterías han hecho que nos decantásemos por el mismo modelo, el FDS6576 de Fairchild Semiconductor. El control lo realiza por un transistor bipolar NPN de pequeña señal como el que se utilizó en el diseño de la interfaz analógica, DDTC115EUA-7-F. El funcionamiento se describe a continuación:

Partiendo del reposo, el transistor *T2* está en corte y el circuito requiere intervención por parte del usuario para empezar a operar. El lado de fuente permanece alimentado por la fuente de alimentación activa en cada momento, batería o USB. Cuando el usuario actúa sobre el interruptor *S4*, la corriente circula a través de *R77*, polarizando el transistor bipolar *Q2* que pasa de corte a saturación. Esta transición hace que la



puerta del transistor MOSFET quede conectada a masa. En esta situación se cumplen las condiciones necesarias para que el transistor de paso cambie su estado a ON y deje pasar la corriente hacia el drenador. En el instante en el que hay tensión y corriente en el drenador, la resistencia  $R77$  actúa de cerrojo, *latch* en inglés, manteniendo el transistor  $Q2$  en saturación y, por tanto,  $T2$  activado proporcionando alimentación al sistema.

De la explicación anterior se deduce que para apagar el circuito se necesita pasar a modo corte el transistor  $Q2$  que a su vez provocará que el MOSFET se apague. Esta tarea se realiza a través de  $Q3$ , un transistor similar al anterior, que se controla mediante una señal producida por el microcontrolador. De esta forma, cuando el microcontrolador ponga un '1' en la base de  $Q3$ , la base de  $Q2$  quedará conectada a masa consiguiendo el efecto deseado.

La colocación del diodo  $D5$ , que nuevamente se trata de un componente ya usado en otras etapas del diseño, es necesaria para asegurar el apagado. El motivo es que durante el funcionamiento normal, los condensadores de filtro que se colocan en las alimentaciones de los circuitos integrados almacenan energía. Dicha energía se empieza a liberar cuando el microcontrolador genera la señal de apagado. La corriente que circula por la base de  $Q2$  en esta situación hace que se cumplan las condiciones necesarias para mantener encendido el circuito. Por tanto, la función de  $D5$  es evitar la circulación de corriente a través de  $R77$  hacia la base del transistor de control de puerta para que el circuito se apague bajo la demanda producida por el microcontrolador.

#### **2.3.1.3.4 MÓDULOS DE COMUNICACIÓN**

De acuerdo con los requisitos del diseño presentados en el apartado 2.1, el diseño propuesto debe incluir la posibilidad de comunicarse con un ordenador personal de cara a la almacenamiento, procesado y análisis más exhaustivo de la señal ECG capturada. Además se plantea la posibilidad de que dicha comunicación sea inalámbrica para permitir cierta libertad de movimiento por parte del paciente. Tal y como se ha comentado, el microcontrolador elegido dispone de varias alternativas que facilitan la interconexión de diferentes módulos de comunicación.

El puerto USB es, a día de hoy, la conexión por defecto de muchos dispositivos portátiles y está presente en todos los ordenadores personales. Se trata de un estándar capaz de no sólo habilitar la comunicación entre dispositivos sino también de proveer alimentación. La transferencia de información se realiza hasta a una tasa de hasta 480 Mbit/s en el estándar USB 2.0 a través de sólo dos hilos.

El diseño de dispositivos con USB no es trivial y requiere de numerosas precauciones. Además, para habilitar este tipo de conexión a nivel programación en un microcontrolador también se requieren conocimientos especiales. Para simplificar el uso de dispositivos USB y para solucionar el problema de compatibilidad de conexiones de dispositivos antiguos con ordenadores personales modernos aparecieron los interfaces USB a UART. De esta forma, se habilita la conversión entre un protocolo



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

moderno como el USB y los protocolos tradicionales de comunicación industrial RS232, RS422 y R485. Estos interfaces se materializan en circuitos integrados cuyos fabricantes más conocidos son FTDI, Silicon Labs o Prolific.

Dado que el manejo de las USART es relativamente sencillo en cualquier microcontrolador, se ha decidido utilizar uno de estos conversores para proveer de comunicación USB al diseño propuesto. En concreto, el circuito integrado elegido es el FT232RL cuyas características principales son el soporte completo para protocolos de comunicación serie a niveles TTL, la incorporación de buffers de transmisión y recepción para manejar altas transferencias de datos, un sistema de alimentación versátil que soporta USART con niveles de entre 1,8 V y 5 V. Otras características interesantes son la posibilidad de grabar números únicos de identificación para que un producto se identifique al conectarlo con el PC y que el fabricante provee los drivers de forma libre (*royalty free*) para entornos profesionales, lo cual es importante a la hora de desarrollar un producto comercial. El diagrama de bloques extraído del datasheet explica a alto nivel las funciones necesarias que llevan a cabo estos dispositivos en la conversión entre protocolos:

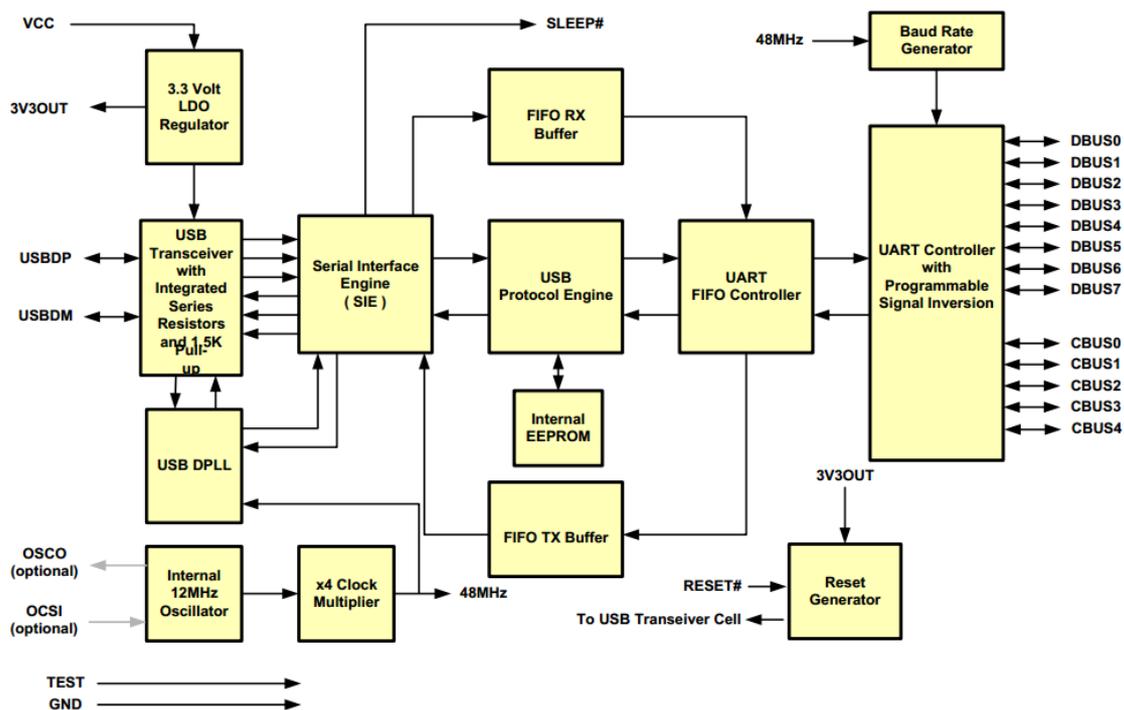


Figura 46. Diagrama de bloques del circuito integrado FT232RL.

La configuración a nivel esquema de este dispositivo es muy sencilla. El integrado dispone de 2 alimentaciones que se pueden configurar de forma independiente,  $V_{CC}$  y  $V_{CCIO}$ . Se ha seleccionado la tensión de alimentación de 5 V, que provienen directamente del bus USB, para alimentar el bloque correspondiente parte de  $V_{CC}$  porque aunque otras tensiones son posibles, se requiere la reprogramación interna de la EEPROM del FT232RL. El microcontrolador STM32 funciona con niveles CMOS entre 0 V y 3,3 V, por lo tanto, el controlador UART del FT232RL debe trabajar también con estos niveles y para ello, se ha conectado  $V_{CCIO}$  a la salida de 3,3 V que



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

### Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

genera automáticamente el propio integrado (Otra opción hubiera sido utilizar el nivel de alimentación disponible en el resto del circuito). Como en cualquiera de los circuitos integrados se precisan de condensadores de filtro en las alimentaciones.

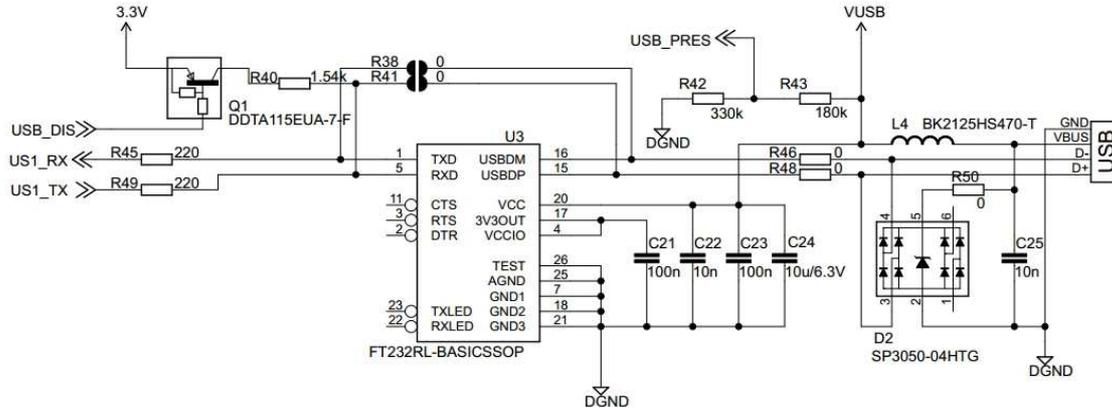


Figura 47. Esquema eléctrico de la etapa de comunicación y alimentación por USB de la placa base.

El resto de componentes que se pueden observar en la imagen anterior realizan las siguientes funciones:

- El bloque de diodos *D2* protege al circuito de sobretensiones en las líneas de datos y alimentación producidas por ejemplo por descargas electrostáticas derivadas de la conexión y desconexión entre dispositivos.
- Las resistencias *R42* y *R43* forman un simple divisor resistivo que adquiere un valor de  $3,2 V$  aproximadamente cuando la conexión USB proporciona suficiente alimentación. De esta forma el microcontrolador puede saber si la conexión USB está disponible o no.
- El transistor *Q1*, junto con *R38* y *R41* forman el hardware necesario para sustituir en un futuro la conexión actual por conexión USB nativa consiguiendo la tasa de transferencia y resto de prestaciones comentadas en la introducción.
- Por último, *R45* y *R49* no son estrictamente necesarias pero su función es la limitación de corriente entre la USART del microcontrolador y la USART del FT232RL. Su valor debe ser razonablemente pequeño para que se mantengan los niveles CMOS adecuados.

Por lo que respecta a la comunicación inalámbrica, existen varios protocolos con ventajas e inconvenientes que se podrían elegir como son los tradicionales transmisores RF de baja frecuencia, WI-FI, Zigbee o Bluetooth.

De todos ellos, creemos que el más extendido actualmente entre dispositivos portátiles para aplicaciones de consumo es el Bluetooth. Este protocolo funciona en la banda libre de 2,4 GHz denominada ISM (Industrial, Científica y Médica) al igual que ZigBee o Wi-Fi. No obstante, la elección de este método de comunicación para este proyecto está motivada por la disponibilidad de módulos Bluetooth de bajo coste y manejo sencillo a través de perfil puerto serie (SPP). Por otro lado, utilizar Bluetooth en el diseño habilita directamente la comunicación del dispositivo con ordenadores



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

### Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

(protocolo incorporado en muchos por defecto) o teléfonos móviles cumpliendo así con uno de los requisitos de partida. A modo de inconvenientes se puede nombrar que, frente a Zigbee, el consumo es considerablemente mayor y, frente a Wi-Fi, las prestaciones a nivel de tasa de transferencia y nivel de seguridad son mucho más sencillas.

Una vez acotada la búsqueda hacia módulos de comunicación Bluetooth y, como se ha expresado antes, se ha optado por un módulo con perfil SPP con objeto de simplificar el diseño a nivel software. Este tipo de perfil realiza la emulación de todas las características disponibles en el protocolo RS232 habilitando la comunicación entre el microcontrolador y el módulo a través de la USART, al igual que opción por la que se optó para resolver la comunicación por USB.

Diversos fabricantes, como Texas Instruments (LMX9838) o ST Microelectronics (SPBT2532C2.AT2) comercializan módulos de este tipo pero resultan caros para pocas cantidades y requieren incorporar la antena al diseño, necesitando adaptaciones de las pistas RF e instrumentación de la que no se ha dispuesto durante el desarrollo del proyecto.

El módulo WLS123A1M de fabricante desconocido, es un módulo ampliamente usado en muchos proyectos observados en internet. Se trata de un módulo muy fácil de conseguir y muy barato, menos de 6\$, que habilita las funciones mencionadas anteriormente. Por otro lado, el diseño de este módulo incorpora una pista que hace las funciones de antena por lo que no son necesarias las adaptaciones anteriormente comentadas.

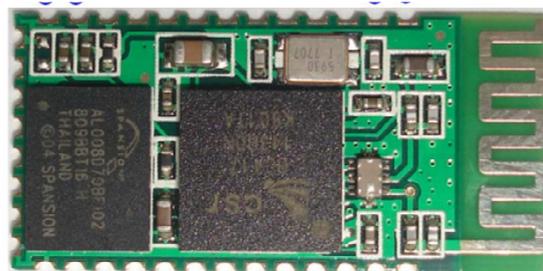


Figura 48. Módulo bluetooth WLS123A1M.

No obstante, en la práctica la elección de este módulo presenta varios inconvenientes. El más importante de ellos es que parece que se trata de un hardware estándar que varios fabricantes adoptan para incorporar distintos firmware de los que no se dispone de detallada documentación. Así pues, de dos módulos aparentemente iguales se pueden encontrar diferencias en el mapeo de los pines, hecho que dificulta el diseño de la placa de circuito impreso. Además, en la fase de desarrollo software se necesitan varias iteraciones hasta lograr el comportamiento deseado. Se han aceptado estas limitaciones por tratarse de un prototipo pero, de cara a un diseño de producto final, se buscarían alternativas más documentadas y fiables.



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

### Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

Una vez identificada la función de los pines básicos de alimentación, masa, habilitación (RESET), transmisión (TX) y recepción (RX), el esquema a diseñar es simple, tal y como muestra la siguiente imagen:

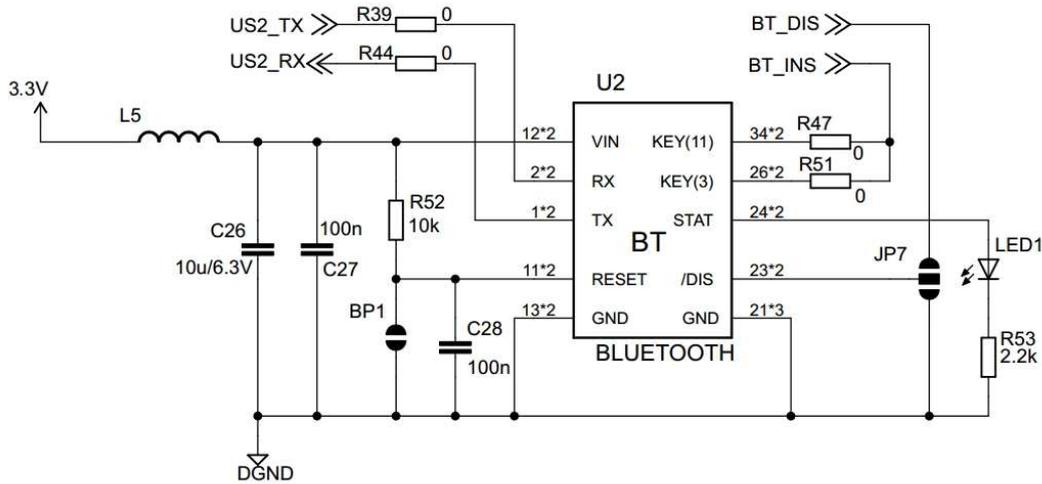


Figura 49. Esquema eléctrico del módulo bluetooth de la placa base.

Por último, se puede comentar que la señal DIS permite romper el enlace establecido entre el módulo y el dispositivo con el que se comunica y la salida STAT informa del estado del módulo (iluminación fija en caso de enlace inalámbrico activo e parpadeo rápido cuando no hay un enlace establecido). Hubiera sido muy interesante que el módulo incorporase alguna funcionalidad de tipo *Stand-By* ya que el consumo constante de entre 25 mA y 50 mA perjudica la autonomía del diseño.

Con los bloques de comunicación Bluetooth y USB presentados en el presente apartado se considera que se han cumplido los requisitos propuestos en el capítulo 2.1. No obstante, de cara a la mejora de las prestaciones y fiabilidad del producto final se considera necesaria una revisión y estudio para la inclusión de métodos alternativos.

#### 2.3.1.3.5 MÓDULO PANTALLA LCD

El diseño propuesto en este proyecto debe disponer de un método de visualización que permita al usuario observar la captura realizada de la señal ECG. Actualmente numerosos dispositivos portátiles incluyen pantallas de gran resolución que, además de hacer atractivo el producto, permiten al diseñador proporcionar información útil de la aplicación. El prototipo presentado utiliza una pantalla LCD de 3,2 pulgadas (8,128 cm de diagonal). Su estructura la forman 320x240 puntos o pixeles, dato que se conoce como resolución, y tiene capacidad para mostrar hasta 65000 colores distintos (16 bits de profundidad). La Figura 50 muestra una fotografía del módulo de captura elegido:



**Figura 50. Módulo LCD HY32D.**

Se ha elegido el modelo HY32D de las características nombradas anteriormente por su precio competitivo, tan sólo 15 \$, y por la disponibilidad de una capa de abstracción del hardware (HAL) que facilita el manejo del display y la representación de eventos y datos. A modo de inconveniente, podemos destacar que la documentación es escasa ya que no se ha podido trazar quién es el fabricante original del módulo (Aunque sí del controlador). Además, el código proporcionado como HAL está muy mal estructurado y es complicado de entender. De hecho, en las pruebas realizadas se han encontrado problemas a la hora de compilar y ejecutar determinadas funciones y no todos se han podido solucionar.

Las pantallas de gráficos en color necesitan controladores específicos que sean capaces de producir los voltajes necesarios para encender cada una de las 4 líneas de las que consta un pixel: Línea de selección y líneas roja, verde y azul. En sistemas embebidos como el que se ha desarrollado, la interfaz y gestión de un LCD se hace mediante comunicación serie o paralelo con un microcontrolador, en este caso el STM32F103VET6. La mayoría de los módulos LCDs incorporan controladores que convierten las señales de la interfaz con el microcontrolador en señales RGB con sus mecanismos de sincronización.

El controlador de pantalla puede integrar diversas funciones esenciales para el manejo de una pantalla en color en un mismo circuito integrado como pueden ser la gestión de la alimentación, una memoria RAM de tipo estático, los drivers y relojes necesarios para generar las señales de sincronismo. En caso de que el controlador no disponga de estas funciones incorporadas, es preciso utilizar componentes discretos externos, usualmente sobre la PCB del propio módulo que las replacen. Además, en el caso particular del módulo que se está usando, se incorpora también un digitalizador y su correspondiente controlador para la gestión de eventos táctiles. No obstante, se ha decidido no usar esta funcionalidad por simplicidad tanto a nivel software como a nivel hardware por la situación física de los pines necesarios para este tipo de control.



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

### Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

El módulo HY32D utiliza como controlador de pantalla el integrado SSD1289 de Solomon Systech. Las especificaciones de este controlador no se pueden conseguir por la vía oficial si no se pertenece a un ámbito profesional. Se trata de un circuito integrado de los denominados todo en uno porque integra circuitería de control, sistema de alimentaciones, y memoria GDDRAM. El sistema de alimentaciones consiste en un convertor DC-DC y varios reguladores de voltaje que generan las tensiones necesarias de funcionamiento. A continuación se puede observar el diagrama de bloques del SSD1289:

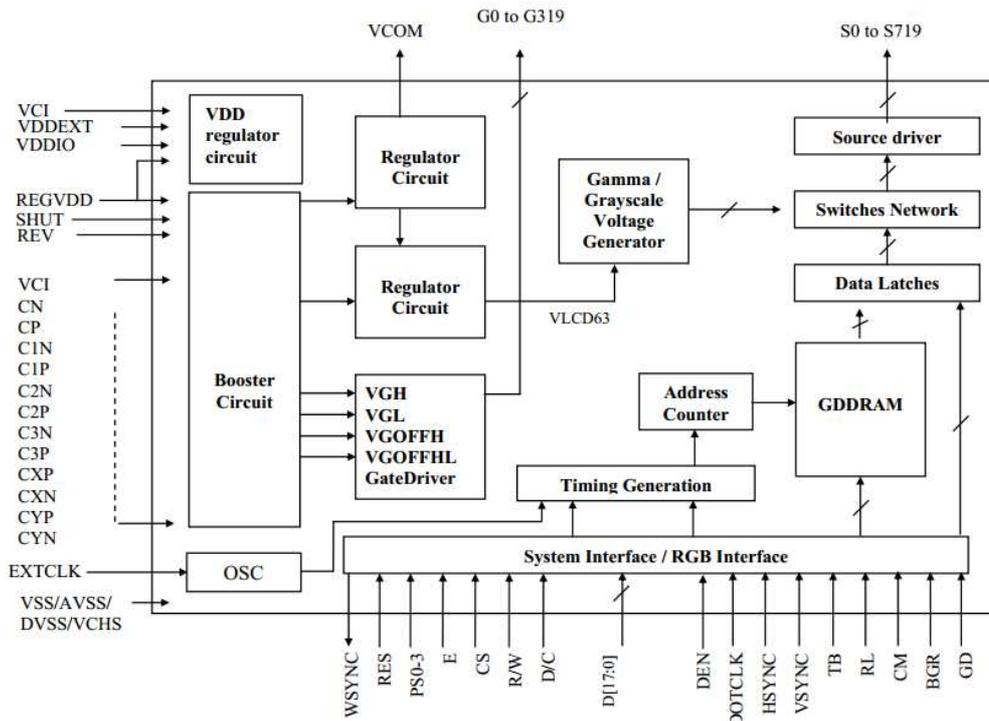


Figura 51. Diagrama de bloques del controlador de pantalla SSD1289.

Como se ha comentado antes, el interfaz entre el módulo LCD y el microcontrolador principal del sistema se realiza por medio de comunicación serie o paralelo. Para la combinación de dispositivos escogida se utiliza la interfaz estándar Intel 8080 de comunicación paralelo. El microcontrolador STM32F103VET6 utiliza el periférico FSMC (Flexible Static Memory Controller) que produce automáticamente las señales requeridas por el controlador de la pantalla para la comunicación. En la Figura 52 se muestra un recorte del circuito esquemático en el que se ve la relación de conexiones entre el periférico FSMC del microcontrolador y el conector del LCD.

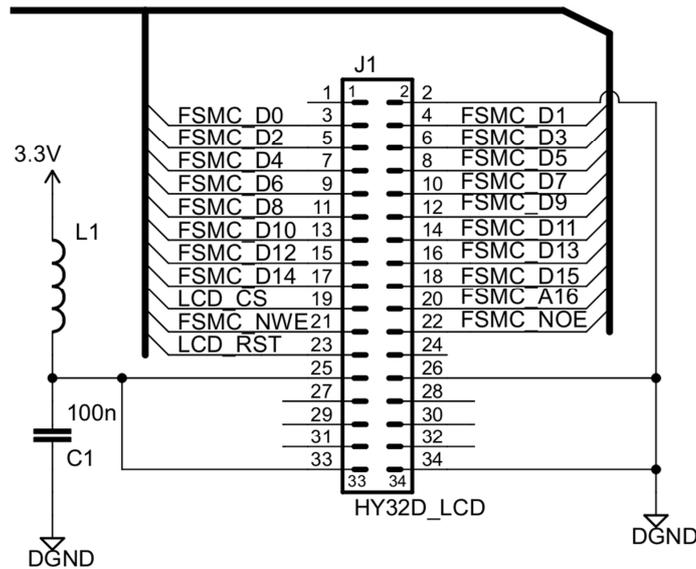


Figura 52. Esquema de conexión de la pantalla LCD HY32D al microcontrolador STM32F103VET6.

Las señales que necesita el LCD para funcionar y que son accesibles desde el conector, junto con la señal del microcontrolador a la que corresponde, se muestran en la siguiente tabla:

Señales del Controlador del LCD	Descripción	STM32F103VET6
RS	Selección de registro	FSMC_A16 (Banco de Memoria del periférico FSMC)
D0-D15	Datos	FSMC_D0-FSMC_D15
/CS	Selección de Chip	LCD_CS
/RD	Operación de Lectura (Activo en Bajo)	FSMC_NOE
/WR	Operación de Escritura (Activo en Bajo)	FSMC_NWE

Tabla 5. Descripción de la función de la señales del controlador del LCD y conexión con el microcontrolador.

Por último merece la pena hablar acerca de la GDDRAM (Graphic Display Data RAM) que no es otra cosa que una memoria RAM de tipo estático que contiene el patrón de bits que va a ser representado en pantalla. Para este controlador, su tamaño es de 172,800 bytes (240x320x18/8). La GDDRAM está formada por 4 páginas o bloques que pueden desplazarse a modo de scroll para crear efectos de animación en la pantalla.

Como ya hemos comentado, se han encontrado ciertas limitaciones tanto en la capa de abstracción del hardware proporcionada por el proveedor del módulo como en el propio interfaz de hardware. Estos problemas han mermado la funcionalidad general del proyecto en términos de prestaciones y rendimiento gráfico. No obstante, más adelante se pretende indagar sobre aspectos como la inversión de pantalla, el scrolling, las escrituras en zonas parciales a modo de ventana y rotación de la pantalla



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

### Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

en todos los sentidos posibles. También sería deseable el control de otros parámetros como el de la intensidad de la luz de fondo, útil para reducir el consumo de energía y mejorar la autonomía.

#### **2.3.1.3.6 DISEÑO PCB Y MECÁNICA**

Los comentarios realizados en la sección 2.3.1.2.6 acerca del diseño PCB de la interfaz analógica son también válidos en este punto. Así pues, se ha utilizado el mismo material para la placa de circuito impreso y el mismo tamaño para las resistencias y condensadores. El tamaño final de la placa es de  $10\text{ cm} \times 10\text{ cm}$ , algo que consideramos aceptable tratándose de un prototipo. No obstante, en un diseño de producto final, el uso de componentes 0402 y la introducción de un diseño a 4 caras deberían permitir una reducción de tamaño considerable.

En la placa base se dispone de numerosos conectores para interconectar los periféricos anteriormente comentados. Los conectores y parte mecánica ha resultado ser una de las partes que más ha repercutido en el precio final del prototipo y, por ello, recomendamos una revisión en el futuro de cara a la reducción de tamaño y costes. Las funciones y conectores usados en esta placa se describen a continuación:

- Para la conexión con el ordenador personal de cara a proveer alimentación y comunicación al sistema se ha utilizado un conector de tipo mini-USB ya que actualmente se trata de un estándar utilizado por muchos dispositivos portátiles como los teléfonos móviles. Por esa misma razón, es sencillo encontrar cables con clavija USB en un extremo y clavija mini-USB en el otro extremo para realizar dicha conexión.
- Para la conexión de display gráfico se utiliza un conector hembra para tiras de pines de 2 filas de 17 alojamientos. La selección de este conector viene impuesta por el módulo LCD del que se disponía.
- Junto al display gráfico se encuentra, un conector para tarjetas microSD, que por su tamaño y versatilidad han sido el medio de almacenamiento elegido durante el diseño del prototipo presentado.
- La batería de litio se conecta a través de un conector JST de 2 pines. Las características de este conector el pequeño tamaño y la seguridad ya que, unas pequeñas pestañas, impiden la extracción involuntaria de un elemento tan importante como es la batería, fuente de alimentación del sistema.
- Se dispone también en la placa de un alojamiento para pilas de botón CR1225. Esta batería se usa en el sistema para mantener la alimentación de backup conservando parámetros como fecha y hora o ciertos registros de información. Este tipo de pilas es ampliamente usados en dispositivos de muy bajo consumo como pueden ser los relojes de pulsera.
- El conector de programación es un conector de 20 pines que se ha estandarizado en microcontroladores que disponen de interfaz JTAG para la depuración del software. Precisamente este tipo de conector se eligió para poder utilizar con facilidad la herramienta de depuración y programación J-Link de Segger. No obstante, de cara a un producto final, este conector debería ser



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

### Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

- reducido en tamaño y pines o, sería preciso buscar una interfaz alternativa, ya que el espacio ocupado en la placa es demasiado grande.
- El conector de expansión del sistema provee al módulo que se conecte de los 4 pines necesarios para establecer una comunicación por el protocolo I2C con el microcontrolador usado en la placa base. De nuevo, el conector seleccionado es un conector típico de placas de prototipado y, de cara a un producto final se debería optar por soluciones más compactas y robustas.
  - Por último, tanto el módulo de captura analógica como el módulo de comunicación Bluetooth se conectan a través de las tiras de pines clásicas cuya elección está motivada en el precio y la sencillez. Sería preciso revisar éste método de conexión para reducir el espacio ocupado en placa y conseguir un dispositivo más portable.

Se puede observar el prototipo inicial encargado a la casa de fabricación en la Figura 53. En la fotografía se pueden identificar algunas de las partes más importantes de esta interfaz digital como son el microcontrolador (Arriba a la derecha) o los circuitos de comunicación USB y carga de baterías (En el centro a la izquierda). Parte del espacio libre que se observa en la fotografía se ha ocupado durante los test para añadir bloques ya descritos en este documento que le añaden funcionalidad y fiabilidad al prototipos adicional como el circuito de encendido y apagado. Nuevamente valoramos positivamente el resultado obtenido tras la aplicación práctica de los aspectos del diseño comentados anteriormente pero observamos varios puntos que pueden ser mejorados tal y como se comentará más adelante.

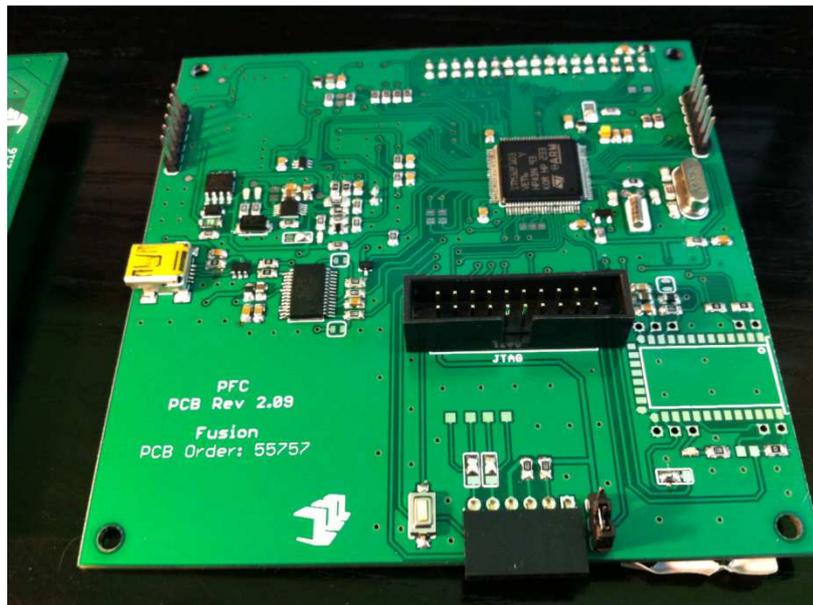


Figura 53. Placa base del sistema de adquisición de señales electrocardiográficas.

Con este apartado finaliza la descripción detallada de todos los aspectos del hardware que se han considerado importantes. Para dotar de cierta funcionalidad al prototipo, se ha tratado de abordar el diseño de un software que completa los objetivos y motivación de este proyecto.



## **2.3.2 SOFTWARE**

La adquisición de la señal y su acondicionamiento así como el interfaz con el microcontrolador y periféricos se ha descrito en los apartados anteriores. A continuación se explica el proceso de diseño de un software capaz de cumplir con los requisitos funcionales mencionados en el apartado 2.1 REQUISITOS DEL DISEÑO. Dado que el código completo y comentado se incluye en los anexos, el propósito de esta sección es explicar de forma detallada el trabajo realizado y comentar sus particularidades mediante diagramas, pseudocódigo y otras herramientas.

### **2.3.2.1 ESTRUCTURA DEL CÓDIGO**

El lenguaje de programación elegido para el desarrollo del software en el proyecto es C ya que consideramos que es el balance perfecto entre características de alto y bajo nivel. Además se trata del lenguaje más usado para la programación de sistemas embebidos y está soportado tanto extraoficialmente por la comunidad de usuarios como oficialmente por el fabricante del microcontrolador. Por último, en microcontroladores potentes como los basados en el núcleo Cortex-M3 y la mejora progresiva de los compiladores hacen que no sea necesario usar alternativas más eficientes y de más bajo nivel como el lenguaje ensamblador.

El código fuente necesario para programar el microcontrolador STM32F103VET6 se puede estructurar de diversas formas que dependen principalmente del entorno de programación usado y del propio diseñador, que suele buscar facilidad de mantenimiento y reusabilidad de código.

Con las premisas anteriores, el código presentado se estructura de la siguiente forma:

- **Ficheros MDK-ARM:**  
Contiene los ficheros esenciales para la compilación del código generado mediante el entorno MDK-ARM de Keil y la herramienta de depuración J-Link de Segger. No se trata de código fuente sino de ficheros de configuración generados por el entorno.
  
- **Código de Inicialización:**  
Se trata de un fichero proporcionado por el fabricante y escrito en lenguaje ensamblador esencial para el funcionamiento del microcontrolador. Inicializa el puntero de la pila y el contador de programa, configura el sistema de relojes, la memoria y el modo de ejecución del código. No se han introducido modificaciones sobre este código.
  
- **CMSIS:**  
Tal y como se explicó en la sección 2.3.1.3.1 MICROCONTROLADOR, CMSIS es un interfaz de software estándar que tratan de adoptar los fabricantes de dispositivos basados en núcleo ARM Cortex-M3. Esta interfaz consiste en una serie de ficheros proporcionados, por un lado, por ARM, que es la que define propiamente el estándar, y por otro lado, por el fabricante del dispositivo, que aporta las configuraciones necesarias para adaptarse a ese estándar. Normalmente, los ficheros del fabricante son las tablas de equivalencia entre



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

### Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

periféricos y direcciones de memoria, la definición del vector de interrupciones y la implementación de las funciones básicas comunes a los microcontroladores que incorporan esta arquitectura. Tampoco no se han introducido modificaciones en este código.

#### - **Librerías:**

Este directorio recopila el código fuente tanto de las librerías de periféricos aportadas por el fabricante como librerías de terceros que se necesitan para otras funcionalidades.

##### o **Librería de periféricos estándar:**

La librería de periféricos estándar es una capa de abstracción del hardware escrita en ANSI-C proporcionada oficialmente por ST Microelectronics y que incorpora rutinas, estructuras de datos y funciones que cubren el uso de todas las características de los periféricos disponibles en el microcontrolador. No se necesitan cambios en el código fuente de este apartado.

##### o **Librería para el manejo del módulo LCD:**

La proporciona el fabricante del módulo LCD y está adaptada para funcionar con microcontroladores STM32. Sin embargo se han tenido que realizar numerosas adaptaciones ya que el código proporcionado no resultaba compatible con el compilador, probablemente por no estar escrito en el lenguaje estándar ANSI-C. La escasa documentación de esta librería ha complicado la tarea de mantenimiento y adaptación.

##### o **Librería para el manejo de máquinas de estados:**

Se trata de un método para el manejo de máquinas de estados basado en tabla de estados tal y como se puede ver en [34]. Esta referencia recoge una explicación detallada del código propuesto que, básicamente, consiste la definición de una tabla genérica sobre la que se definen los estados concretos y su relación con los eventos que se pueden dar en un sistema. La ventaja de este método es que hereda para el lenguaje C conceptos propios de la programación orientada a objetos. Derivado de ello, resulta fácil de escalar y mantener debido a la fuerte estructuración de su código. Como inconveniente se puede resaltar que ocupa más espacio que otras soluciones, aunque esto no es un problema con la solución de microcontrolador elegida. Esta librería se usa para el manejo de 2 máquinas de estado en el código principal.

#### - **Código de Usuario:**

##### o **Máquina de Estados MMI:**

Programada sobre la librería de manejo de máquinas de estados gestiona los estados referidos a la interfaz hombre-máquina, en inglés Man-Machine Interface (MMI). Es decir, realiza la gestión de las diferentes pantallas que se muestran y las tareas que se ejecutan en



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

### Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

ellas así como las actuaciones que el usuario pueda realizar sobre el dispositivo.

- Máquina de Estados Gestión de Energía:  
También programada sobre la librería de manejo de máquinas de estados que, a partir de la información proporcionada por la batería controla, el nivel de energía disponible en el sistema monitorizando los procesos de carga y descarga.
- Programa Principal:  
Se trata del fichero MAIN que recoge la secuencia de inicialización del programa realizado junto con el ejecutivo cíclico que incluye la gestión de las máquinas de estado. Con objeto de realizar un código reusable, fácil de entender y mantener, el contenido de este fichero es de nivel alto con numerosas llamadas a funciones donde se realizan las distintas tareas y configuraciones.
- Ficheros de procesado y gestión de la señal ECG:  
Se incluyen en la raíz del directorio varios ficheros que contienen las funciones y rutinas para procesar la señal ECG digitalizada por el conversor analógico-digital del microcontrolador.
- Ficheros de Configuración de Periféricos:  
El conjunto de ficheros con las funciones y rutinas necesarias para la configuración de periféricos como la USART, el conversor analógico digital, los temporizadores, etc.

#### 2.3.2.2 PROGRAMA PRINCIPAL

El diagrama de actividad mostrado en la Figura 54 recoge el flujo de ejecución que sigue el programa principal durante el que se configura el microcontrolador y sus periféricos y se ejecutan de forma cíclica y permanente las dos máquinas de estado principales de las que consta el sistema.

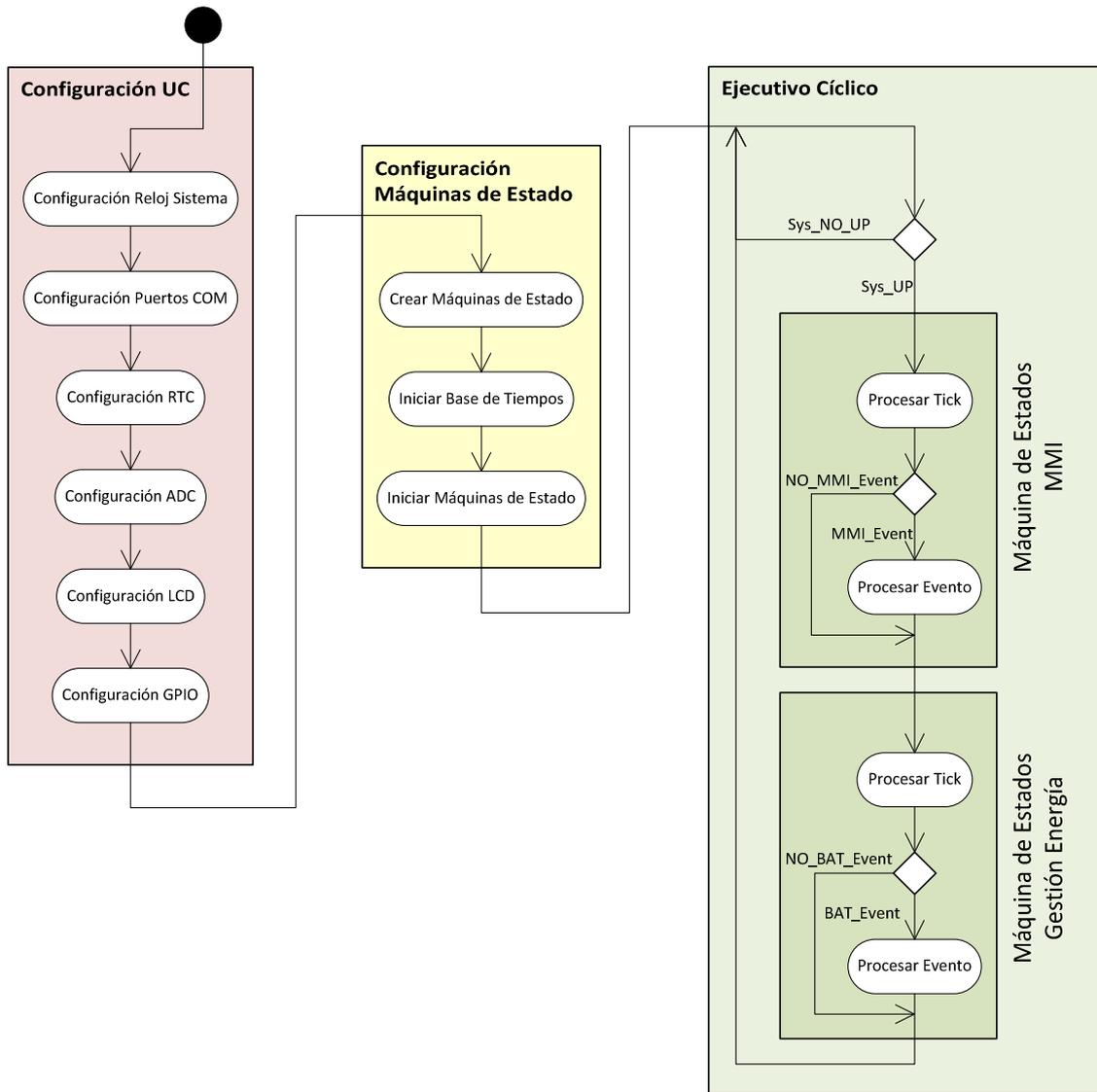


Figura 54. Diagrama de actividad del programa principal.

En la imagen se puede observar que se ha dividido el diagrama de actividad en tres bloques: Configuración del microcontrolador, configuración de las máquinas de estados y ejecutivo cíclico.

Durante la configuración del microcontrolador, la primera tarea consiste en habilitar el principal reloj del sistema y configurar su frecuencia. El resto de relojes del sistema derivan de él y, por tanto, este parámetro tiene incidencia directa sobre el rendimiento general del sistema. Adicionalmente, la frecuencia de reloj se usa para generar la unidad mínima de la base de tiempos a través de la función SysTick, común a todos los microcontroladores basados en Cortex-M3 y que genera una interrupción periódica en el tiempo especificado. En el código desarrollado, la configuración del reloj se realiza a 72 MHz, la máxima velocidad permitida por este microcontrolador, con objeto de maximizar el rendimiento. Como trabajo futuro se propone la exploración de otras frecuencias de trabajo que puedan lograr una mejor relación rendimiento-consumo.



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

### Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

A continuación, se configuran los periféricos de comunicación utilizados para enviar los datos digitalizados de la señal ECG o batería a través del puerto USB y del módulo Bluetooth. La configuración básicamente consiste en seleccionar los parámetros de la comunicación serie como tasa de transferencia de datos, paridad, control de flujo, etc. A continuación se generan unos buffers que almacenan los datos que se quieren transmitir y/o recibir. Por último se configuran las interrupciones asociadas a los eventos de transmisión y recepción.

En el siguiente bloque se configura y activa el reloj de tiempo real (RTC) que se encarga de mantener la fecha y hora del sistema con el propósito de conocer el instante temporal en el que se realiza una captura. La configuración del RTC consiste básicamente en la comprobación de si contiene datos válidos, sino restaura los valores por defecto, y en su habilitación a partir del reloj externo de baja velocidad de  $32,768\text{ kHz}$ . Adicionalmente, se configura para que genere una interrupción periódica cada segundo cuya función principal se utilizará para comprobar los niveles de energía del sistema y tomar decisiones al respecto.

En el siguiente paso se configura el conversor analógico-digital cuya funcionalidad es esencial para la digitalización de la señal ECG capturada. Por la importancia de este bloque se realizan las siguientes acciones especiales:

- Se configura un temporizador dedicado exclusiva a generar una interrupción periódica con la máxima prioridad a la frecuencia de muestreo deseada para el conversor analógico-digital (500 Hz) y que permite digitalizar la señal ECG con garantías.
- Se configura el acceso directo a memoria, en inglés Direct Access Memory (DMA), que permite que el conversor analógico-digital transfiera los datos de cada conversión finalizada directamente a la memoria asignada para ello. Con esto se consigue mayor rendimiento porque se libera de cierta carga computacional al microcontrolador.
- Por último se crean y configuran buffers circulares tipo FIFO (First-In First-Out) sobre los que se acumulan los resultados de las distintas conversiones para que otras funciones del sistema puedan acceder a ellos de cara a su procesado.

La configuración del LCD es una llamada a las funciones de inicialización de la librería proporcionada por el proveedor del módulo. Estas funciones no han sido modificadas durante la etapa de desarrollo, por falta de tiempo, a pesar de que se han detectado algunos problemas. Como trabajo futuro se propondrá la optimización de esta librería para el aprovechamiento de todas las funciones disponibles en el módulo.

La fase de configuración del microcontrolador finaliza con la configuración de los puertos entrada/salida dedicados a los que se conectan los pulsadores de manejo de la interfaz MMI, el LED que indica el pulso cardiaco, etc. Esta configuración es estándar y pasa por indicar el tipo de puerto (Flotante, con resistencias del Pull-Up o Pull-Down, etc.), número de puerto y la dirección. Además, para las entradas conectadas a los pulsadores se configura una interrupción para que el microcontrolador sólo no necesite estar constantemente revisando el estado de los pulsadores.



Una vez finalizada esta fase, se entra en la fase de configuración de las máquinas de estado. Para ello se utilizan funciones que se han diseñado en base a las premisas recogidas en [34] y que consisten básicamente en la generación de una tabla estática que relaciona cada uno de los estados definidos en una máquina de estados con las funciones asociadas que se deben ejecutar en caso de que sucedan determinados eventos. Durante esta fase se inicializan las variables globales de las máquinas de estados y las estructuras de eventos a sus valores por defecto. Adicionalmente se habilita la base de tiempos configurada en el primer bloque y que permite la ejecución controlada de los eventos que afectan a las máquinas de estado.

Por último, el ejecutivo cíclico consta básicamente de sendas estructuras en las que, por defecto, se procesa el evento Tick asociado a las funciones y tareas periódicas que son necesarias en las máquinas de estados y se comprueba si existen otra clase de eventos que sea necesario procesar.

#### 2.3.2.3 BASE DE TIEMPOS

La base de tiempos incorpora 2 rutinas periódicas que se ejecutan en base a la interrupción que genera el sistema cada  $100 \mu s$ . La cuenta de tiempo acumulado se lleva a cabo en una variable que se resetea cada cierto tiempo para prevenir errores de overflow.

En la primera rutina, que se ejecuta cada  $1 ms$ , se comprueban los posibles eventos que afectan las máquinas de estado. Si un determinado evento tiene lugar, desde esta rutina se lanza la señal correspondiente que hace que dicho evento sea procesado en el ejecutivo cíclico principal tal y como se ha explicado anteriormente. Adicionalmente, se comprueba si ha pasado el tiempo previsto para continuar con la ejecución de código tras la activación de un retardo si en alguno de los estados se había activado. Como se puede ver en la Figura 55 los eventos que se pueden gestionar son las pulsaciones de las teclas Enter y Desplazamiento y la conexión de cable USB de alimentación y comunicación.

En la segunda rutina, que se ejecuta cada  $100 ms$ , se realiza la comprobación de estado de energía del sistema durante la cual se decide si el sistema debe o no permanecer encendido en base a los valores que se estén leyendo de la batería. Además esta rutina se utiliza como retardo en el inicio del sistema para sincronizar la inicialización de las máquinas de estado y gestión de eventos con la obtención de datos válidos por parte del conversor analógico-digital.

A continuación, en la Figura 55 se muestra el diagrama de actividad de la base de tiempos implementada:



# Memoria del Proyecto Final de Carrera

## Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

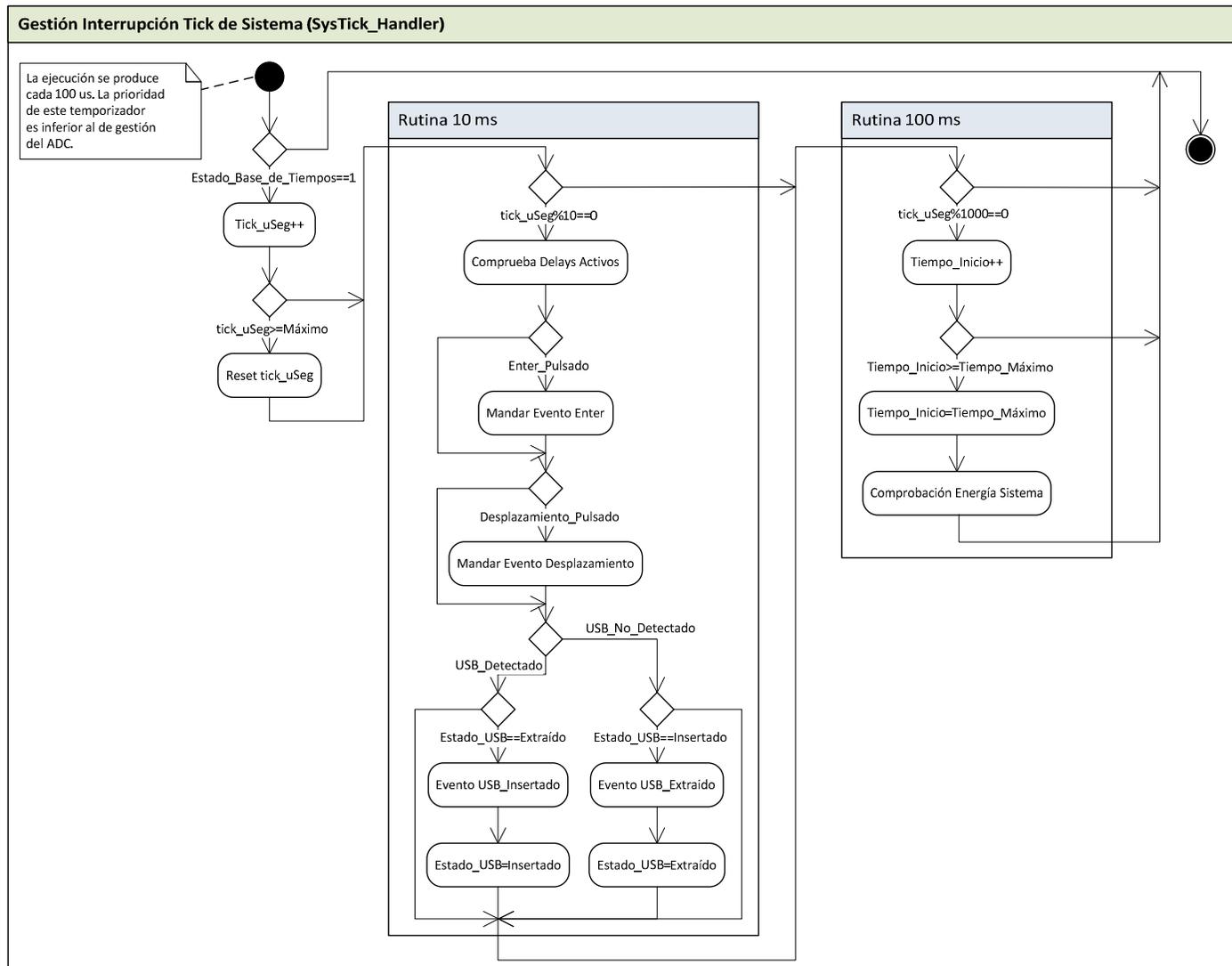


Figura 55. Diagrama de actividad de la rutina de interrupción de sistema SysTick.



### **2.3.2.4 MÁQUINA DE ESTADOS MMI**

La máquina de estados del interfaz hombre-máquina (MMI) es uno de los pilares fundamentales del software presentado en el prototipo funcional. Como ya se ha comentado anteriormente, en esta máquina de estados se gestionan los eventos y funciones relativos a la interfaz gráfica de usuario y la interacción por parte del paciente con el dispositivo de sistema de adquisición de señales ECG diseñado.

Por razones prácticas, se ha decidido que cada pantalla de opciones prevista en el sistema, y sobre la que el usuario puede interactuar, corresponda con un estado en la máquina de estados MMI. A grandes rasgos, se podría decir que esta máquina de estados gestiona las funciones que se ejecutan en los menús disponibles de la interfaz gráfica diseñada.

El usuario dispone de dos acciones con las que interactuar que son los pulsadores Enter y Desplazamiento. El accionamiento de estos pulsadores produce un evento que es procesado de forma distinta de acuerdo con el estado en el que se encuentra la máquina. Adicionalmente existen dos eventos no controlados por el usuario que son el evento periódico Tick, necesario para mantener activa la máquina de estados, y el evento de apagado, que se recibe tras la comprobación de que el sistema no tiene energía suficiente para continuar encendido.

Como se puede ver en la Figura 56 el número de estados previstos en la máquina de estados MMI es 8, descontando el estado "Inicialización" que sólo se ejecuta durante el inicio del sistema y su misión es mostrar la pantalla de inicio e situar todas las variables necesarias a sus valores por defecto. Las bases de funcionamiento y actuación ante eventos son comunes a la mayoría de los estados. El funcionamiento general de la máquina según los eventos recibidos es el siguiente:

- Evento Tick: Se ejecuta de forma periódica se utiliza normalmente para actualizar el tiempo del sistema y refrescar la información disponible en el display.
- Evento Desplazamiento: Se procesa cuando el usuario presiona el pulsador de desplazamiento y hace que se seleccione en el sistema y en el display la siguiente opción disponible del correspondiente menú.
- Evento Enter: Se procesa cuando el usuario presiona el pulsador Enter y provoca que el sistema ejecute las funciones asociadas a la opción previamente seleccionada, evolucionando o no hacia otro estado de la máquina de estados.
- Evento Apagado: Se ejecuta tras la comprobación, en la rutina de 100 ms de la base de tiempos, de que el sistema no tiene energía suficiente para permanecer encendido. Sea cual sea el estado en el que se encuentra la máquina de estados MMI en ese momento, el procesamiento del evento produce una transición a un estado IDLE, donde no se aceptan más eventos, a la espera de que el sistema se apague.



# Memoria del Proyecto Final de Carrera

## Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

### DIAGRAMA DE ESTADOS INTERFAZ MMI

LEYENDA
T : Evento Tick
E : Evento Enter
D : Evento Desplaza
A : Evento Apagado Sistema

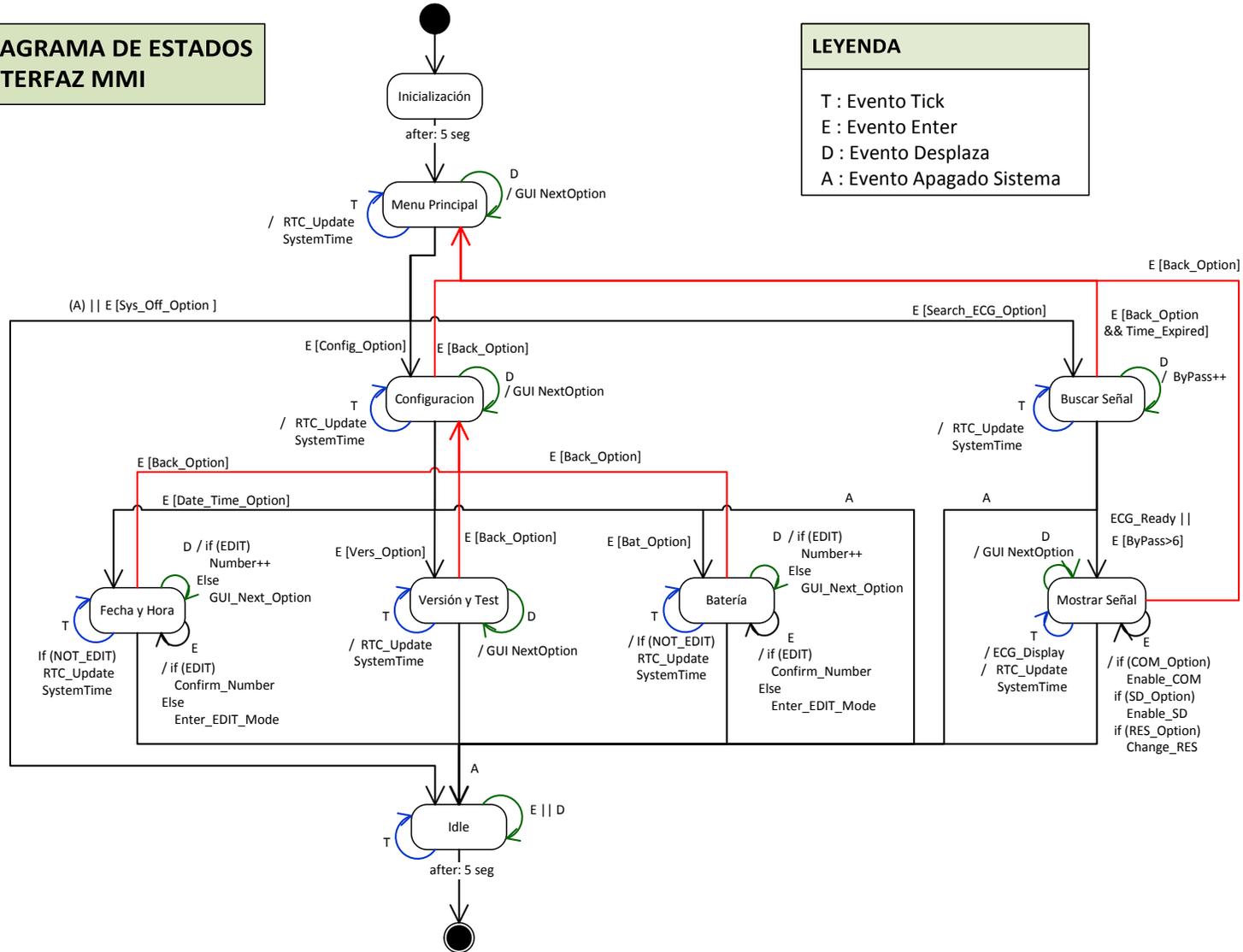


Figura 56. Diagrama de estados de la máquina de estados MMI.



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

Aunque el nombre de los bloques dibujados es bastante ilustrativo, a continuación se recoge una descripción general de los estados mostrados en la Figura 56:

- Estado Menú Principal:  
Se trata del primer estado que el usuario observa al encender el dispositivo tras las pantallas de inicialización. Dicho estado dispone de tres opciones que permite evolucionar hacia los estados de configuración y búsqueda de señal ECG o hacia el apagado bajo demanda del dispositivo.
- Estado Configuración:  
Similar al caso del estado Menú Principal, dispone de tres opciones disponibles con las que el usuario puede interactuar y que a su vez constituyen nuevos estados.
- Estado Fecha y Hora:  
Permite la configuración de la fecha y hora del sistema de cara a que durante la adquisición de la señal ECG se puedan tomar como referencia estos valores para elaborar el histórico de un paciente. Para configurar un determinado parámetro el usuario debe pulsar Enter y entonces el sistema entra en modo edición. En esa situación, se puede editar el parámetro numérico con la tecla desplazamiento y confirmar la edición para volver al comportamiento normal de nuevo con la tecla Enter una vez que se hayan editado todas las cifras individuales del parámetro.
- Estado Batería:  
Permite observar y configurar parámetros detallados de la batería y el sistema de medida con objeto de que el sistema estime de forma precisa el estado de energía de la batería y pueda informar o actuar maximizando el nivel de autonomía. El comportamiento ante eventos a nivel de configuración de parámetros es similar al caso anterior.
- Estado Versión y Test:  
Se trata de una simple pantalla informativa que permite ver la versión de firmware que lleva grabado el microcontrolador y cuyo objeto es la trazabilidad.
- Estado Buscar Señal:  
Se trata de una pantalla durante la cual se ejecutan rutinas de procesado que tratan de encontrar una señal ECG válida. En el momento en el que esto sucede se produce una transición automática al estado Mostrar Señal. Si transcurrido un tiempo no se ha detectado la señal, se informa del error mediante un mensaje y se ofrece la posibilidad de volver al menú principal. Es este estado se ha creado una secuencia, basada en pulsaciones de la tecla desplazamiento, que permite avanzar hacia el estado siguiente aunque no se haya detectado una señal ECG válida. El propósito de esta opción es observar qué señal está capturando el conversor analógico-digital y determinar por qué no se identifica como señal ECG.



- Estado Mostrar Señal:

Este estado corresponde con la pantalla de mayor importancia en el desarrollo del presente software. En esta pantalla el sistema muestra la señal ECG digitalizada y acondicionada además de la fecha y estado de la batería. Por otro lado se ofrecen opciones para transmitir la señal a través de los medios de comunicación disponibles y para cambiar la resolución con la que se observa la señal. Así pues, en el procesado de los eventos tipo Tick, además de actualizar el reloj, se ejecuta la función ECG\_Display. El comportamiento del resto de eventos es similar al de los casos anteriores.

- Estado Reposo (Idle):

Por último el estado de reposo es un estado al que se evoluciona de forma voluntaria desde el Estado Menú Principal o de forma involuntaria cuando no hay energía suficiente en el sistema. Los eventos en este estado no son procesados y el sistema se apaga transcurridos 5 segundos.

### 2.3.2.5 FUNCIONES ASOCIADAS A LA MMI

Varias de las funciones comentadas en el apartado anterior merecen ser revisadas ya que forman parte de funcionamiento esencial del sistema. En este apartado se analizan las particularidades de la implementación de cada una de ellas.

#### 2.3.2.5.1 FUNCIÓN OPCIÓN SIGUIENTE

Se trata de la función que gestiona la selección de una opción cuando se procesa un evento de desplazamiento. Su funcionamiento se ha dividido en la parte en la que se gestiona la opción a seleccionar y en la parte en la que se produce la actualización del display.

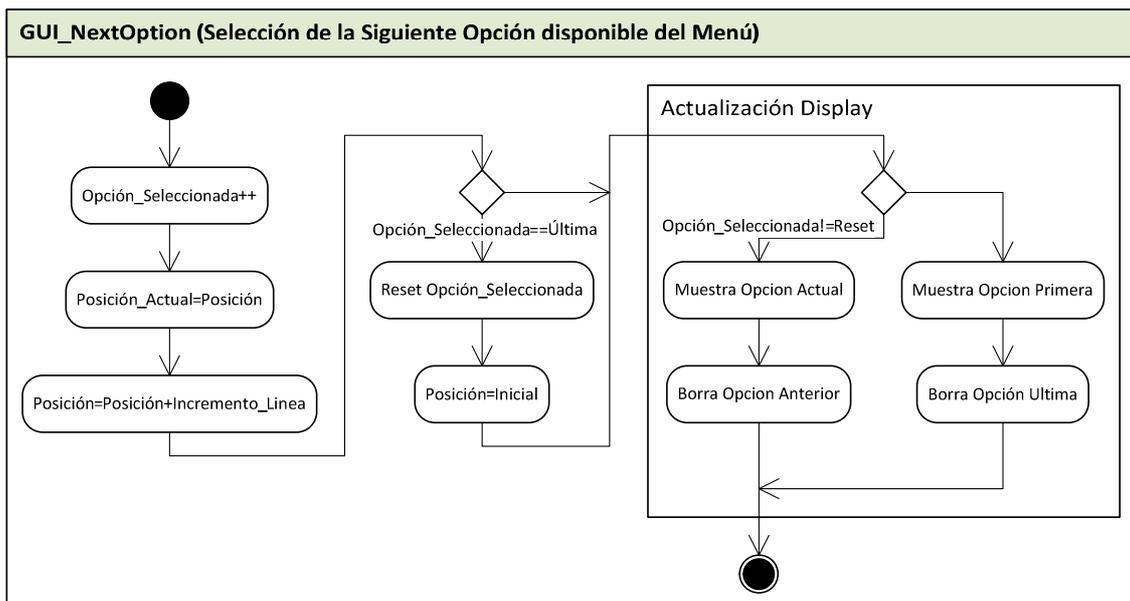


Figura 57. Diagrama de actividad de la función "Opción Siguiente"



El sistema sólo dispone del evento Desplazamiento para seleccionar una determinada opción en la máquina de estados MMI. Tras la pulsación y procesado del correspondiente evento, la forma de proceder es incrementar las variables globales a la máquina de estados que almacenan el número de opción y la posición absoluta de la opción en la pantalla. Posteriormente se comprueba si la opción se trata de la última y en ese caso se inicializan las variables a su valor por defecto.

Por otro lado en la parte en la que se actualiza el display, el funcionamiento básico es deselegcionar la opción marca y seleccionar la nueva opción vigilando la transición entre la última y la primera. La acción de selección consiste en la escritura del texto con un color y fondo distintos a los habituales mientras que para deselegcionar se reescribe el texto con el color y fondo por defecto.

### **2.3.2.5.2 FUNCIÓN ACTUALIZAR TIEMPO DEL SISTEMA**

Como ya se comentó en apartados anteriores, el microcontrolador seleccionado dispone de reloj en tiempo real que se ha activado y configurado en la fase de inicialización. Este reloj se utiliza para que el sistema pueda informar al usuario del momento en el que se realiza una adquisición de la señal ECG.

La rutina de actualización del tiempo del sistema se trata de una sencilla rutina que toma el valor del RTC y lo convierte a las unidades de tiempo en formato calendario (día, mes, año, horas, minutos y segundos). El siguiente diagrama muestra la implementación de la rutina:

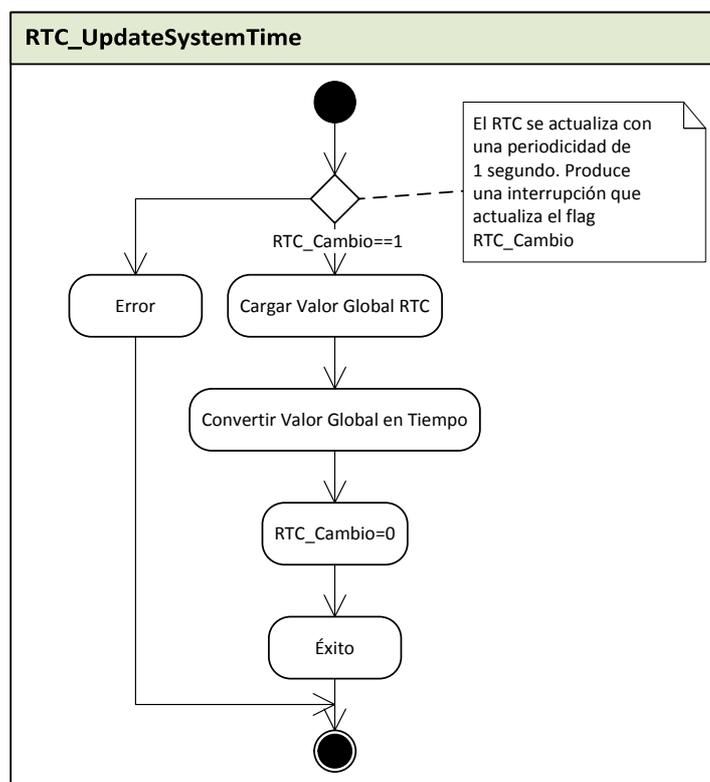


Figura 58. Diagrama de actividad de la función “Actualizar Tiempo del Sistema”



A la rutina de actualización del tiempo del sistema se accede tantas veces como eventos de tipo Tick produce el sistema, es decir, cada  $100 \mu s$ . Sin embargo, el RTC sólo se actualiza cada segundo. Por ello, la primera acción que se realiza en la rutina es comprobar que el tiempo del RTC ha cambiado respecto de la última vez y, en caso afirmativo, se procede a convertir el valor del RTC, que está en segundos totales desde una referencia determinada, en formato calendario. Por último, conviene explicar que no hace falta guardar el valor del RTC para saber si se ha actualizado ya que el propio RTC produce una interrupción que marca un flag cada vez que se actualiza.

### 2.3.2.5.3 FUNCIÓN MOSTRAR SEÑAL ECG

Se trata de una de las funciones más importantes de la máquina de estados MMI. Durante la fase de inicialización del estado se ha dibujado la pantalla con el conjunto completo de opciones y un área de dibujo apropiada para mostrar la señal ECG digitalizada. Además se han guardado las posiciones absolutas de la zona útil de dibujo para que puedan ser utilizadas por la función que presentamos a continuación:

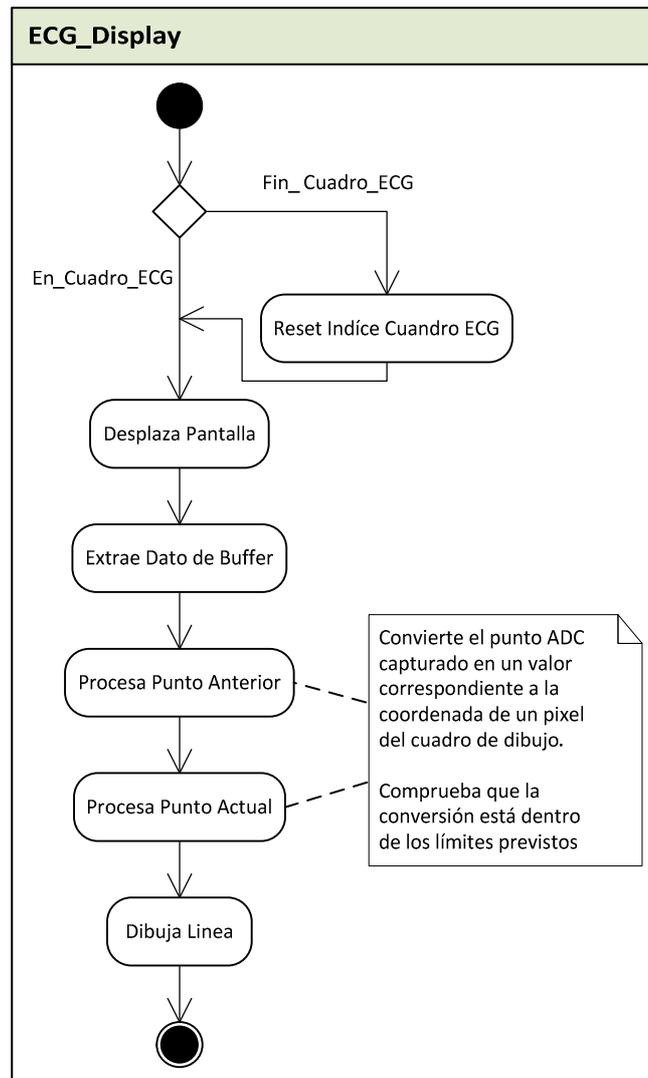


Figura 59. Diagrama de actividad de la función “Mostrar Señal ECG”



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

### Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

La función descrita en el diagrama de la Figura 59 se ejecuta de forma periódica en cada evento de tipo Tick del sistema cuando la máquina de estados se encuentra en el estado “Mostrar Señal”. La velocidad de actualización de la pantalla está limitada por varios factores como son la disponibilidad de los datos en el buffer del display, que se llena conforme se van convirtiendo y procesando los datos del buffer de procesado, y la velocidad del interfaz FSMC con la memoria GRAM del controlador de la pantalla LCD, que suele formar un cuello de botella y de ahí la necesidad del doble buffer.

Entrando en más detalles, cada vez que se ejecuta la función ECG\_Display, la primera tarea es comprobar si se ha alcanzado el final del área disponible para dibujar, en cuyo caso se vuelve al inicio para continuar dibujando. A continuación, se borra la señal pintada sobre las posiciones en las que se va a pintar el nuevo dato, lo cual produce un efecto de desplazamiento continuo que resulta atractivo para la vista.

Una vez realizada esta operación, se accede al buffer que se ha creado para el display. Este buffer contiene los datos filtrados y procesados pero no preparados para ser mostrados en pantalla. Por tanto, la siguiente tarea es procesar el punto extraído para encuadrarlo dentro del área disponible para dibujo. Para dibujar, la señal ECG y mantener la sensación de continuidad se utiliza el punto anterior procesado como referencia y se traza una línea recta entre ambos.

#### **2.3.2.6 FUNCIONES ASOCIADAS AL PROCESADO DE LA SEÑAL ECG**

En este apartado se tratan de describir a modo de flujo de trabajo, el conjunto de funciones asociadas al procesado de la señal capturada por la interfaz analógica y digitalizada por el conversor analógico-digital del microcontrolador STM32F103VET6.

##### **2.3.2.6.1 FUNCIÓN DE CONVERSIÓN ADC**

En primer lugar hablaremos de la técnica de digitalización que se ha utilizado para lograr la mejor precisión posible. De acuerdo con la nota de aplicación del fabricante del microcontrolador [35] existen diversas técnicas para minimizar los errores del conversor analógico-digital incorporado y mejorar la precisión de los datos obtenidos. A parte de los aspectos relativos al hardware, en esta nota de aplicación se recomienda una técnica consistente en tomar varias muestras de forma rápida y calcular el promedio de las mismas cuando la señal no cambia con mucha frecuencia. Dada la rapidez de procesado del microcontrolador elegido y la baja frecuencia necesaria para la digitalización de la señal ECG, consideramos que esta técnica es aplicable al diseño presentado. El diagrama mostrado en la Figura 60 describe el proceso implementado:

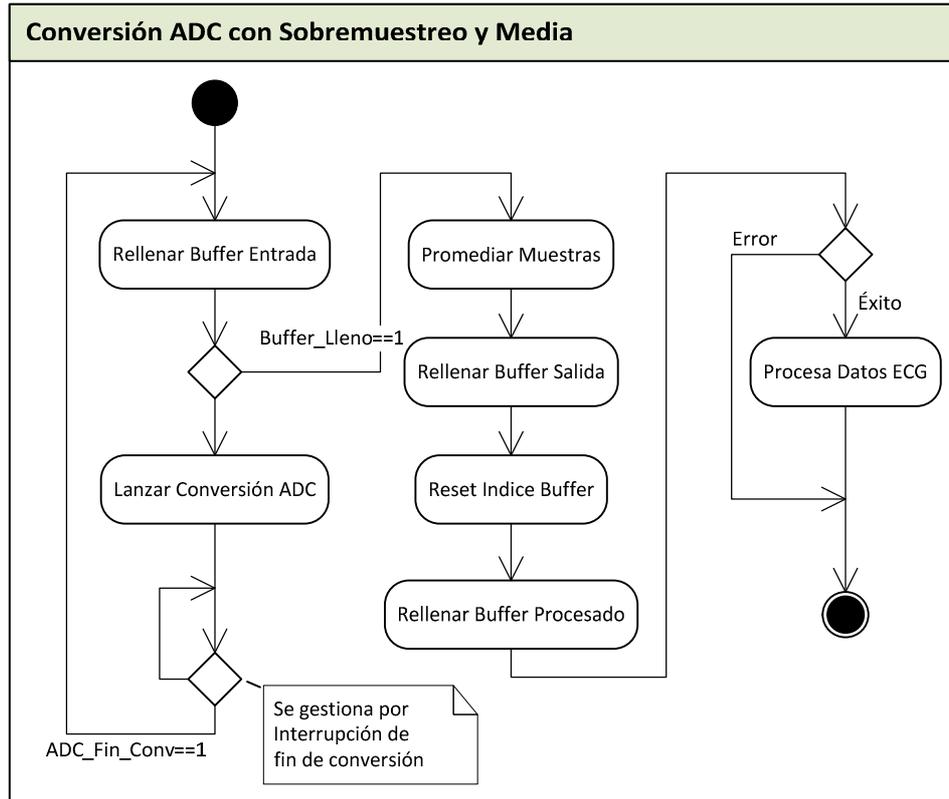


Figura 60. Diagrama de actividad de la conversión analógico-digital.

La conversión AD se lanza por interrupción con una frecuencia controlada por un temporizador dedicado (Timer2). Como se explicó anteriormente, el ADC ha sido configurado para dejar los datos directamente sobre la memoria una vez finalizada la conversión, eliminando la necesidad, por parte del procesador de moverlos desde los registros del periférico a un lugar disponible para otras funciones. Cuando el convertor analógico-digital finaliza la primera conversión, lanzada por el temporizador, se accede a la rutina mostrada en la Figura 60.

En esta rutina se realiza un bucle sucesivo de conversiones a la máxima velocidad posible (sin esperar la orden de Timer2). Estas conversiones se van almacenando paulatinamente en un buffer. Una vez finalizado el proceso se promedia el resultado de todas las muestras obtenidas y se almacena el resultado en un buffer de salida que contiene el resultado promedio de cada uno de los canales convertidos. El buffer de entrada se inicializa y queda preparado para la siguiente iteración de conversiones consecutivas. Por último, se extraen del buffer de salida el dato final y se guarda en otro buffer destinado al procesado de la señal ECG y del que harán uso otras funciones que comentaremos a continuación.

### 2.3.2.6.2 FUNCIÓN DE PROCESADO DE SEÑAL ECG

La tarea de procesado de señal ECG se ejecuta tras la finalización de las rutinas de digitalización. No obstante, el primer paso dentro de esta rutina consiste en esperar a tener un número suficiente de datos en un buffer de procesado antes de empezar a operar. Esta técnica se suele denominar en inglés *double buffering* y permite



independizar las rutinas de conversión y procesado minimizando la posibilidad de colisiones en los accesos a la información que, por ejemplo, puede suceder si el ADC sobrescribe datos que todavía no han sido procesados. Por tanto, una vez que el buffer tiene una cantidad predefinida de datos, se procede a ejecutar las distintas rutinas de procesado que se observan en el siguiente diagrama:

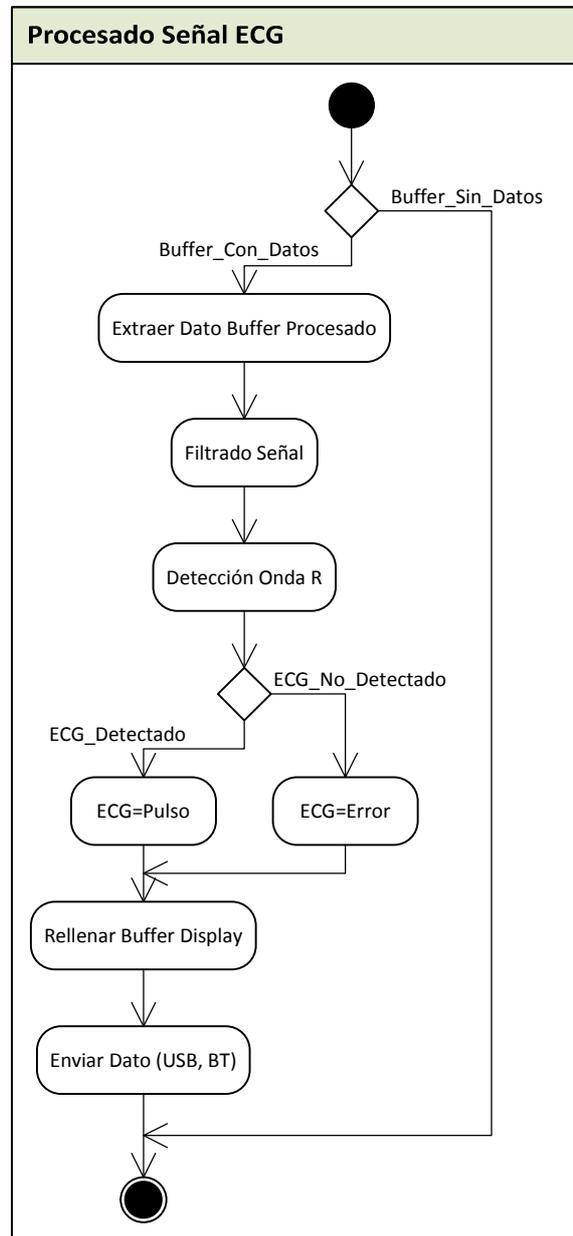


Figura 61. Diagrama de actividad del procesado de señal ECG.

De acuerdo con el diagrama anterior, el primer paso una vez capturados los datos es realizar el filtrado de la señal. Este filtrado, que se explicará en próximos apartados, se trata de un filtro digital que trata de minimizar el ruido de frecuencia 50 Hz procedente de la red eléctrica que se haya podido capturar.



A continuación de la rutina de filtrado, se ejecuta la rutina de detección de la onda R, que es la onda más característica y de mayor amplitud de la señal ECG. El intervalo de tiempo entre ondas R conocido como RR permite calcular el pulso cardíaco que es un parámetro característico de la señal ECG y punto más básico del diagnóstico médico.

Tanto si la señal ECG ha sido detectada como si no, los resultados se guardan en el buffer del display y envían a través de las interfaces de comunicación disponibles de cara a su análisis. En cualquiera de los casos se indica si la señal se ha detectado o no para que el sistema informe al usuario de la situación.

### 2.3.2.6.3 FUNCIÓN DE FILTRADO DE SEÑAL ECG

Esta rutina, que se ejecuta dentro del contexto de la función de procesado de señal ECG, consiste en la implementación de un filtro IIR recursivo de rechazo (tipo Notch) calculado mediante Matlab para reducir el ruido de 50 Hz que se introduce en el circuito debido a la influencia de la red eléctrica. El proceso de filtrado queda explicado en la siguiente figura:

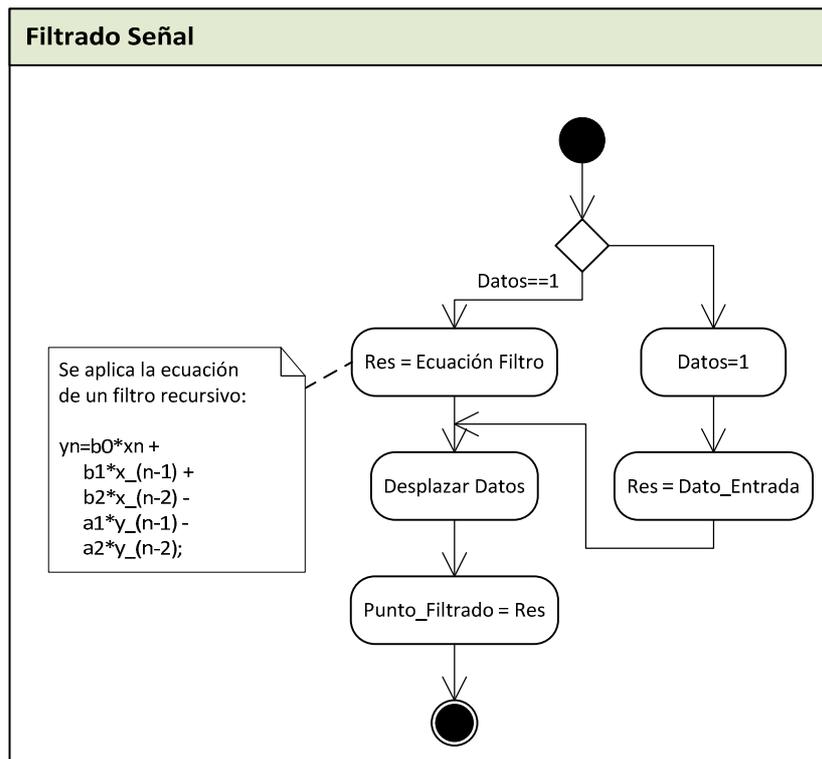


Figura 62. Diagrama de actividad de filtrado de señal ECG.

A grandes rasgos, la rutina calcula el valor que debería tener un determinado punto procedente del buffer de procesado a partir de valor de varios puntos anteriores y del resultado que han se ha obtenido al pasar eso puntos por la misma ecuación. Del uso de resultados correspondientes a instantes temporales anteriores es de donde proviene el nombre de recursividad.



Para que calcular correctamente la ecuación de filtrado es necesaria la disponibilidad de los puntos y sus resultados de al menos dos instantes temporales anteriores al actual (Filtro de Segundo Orden). Para ello los datos se desplazan en una estructura parecida a un buffer de desplazamiento cada vez que entra un nuevo dato. La herramienta *Filter Design and Analysis Tool* de MATLAB proporciona los coeficientes  $b_0, b_1, b_2, a_1$  y  $a_2$  necesarios para la aplicación de la ecuación tal y como se muestra en la Figura 62.

Dada la complejidad acerca de la teoría del diseño de filtros, no se entrará en más detalle en el desarrollo del presente documento. La búsqueda y optimización de un filtro preparado especialmente para el procesado de señal ECG se plantea como trabajo futuro.

#### **2.3.2.6.4 FUNCIÓN DE DETECCIÓN DE LA ONDA R DE LA SEÑAL ECG**

Se trata de otra de las funciones importantes implementada en el software del prototipo. En realidad, implementa una detección básica por nivel de la onda R a partir de la calcula el intervalo de tiempo transcurrido hasta que se detecta la siguiente onda R. El proceso se repite en varias ocasiones hasta que el promedio de intervalos RR está dentro de valores aceptables para una señal ECG normal. Si tras esas iteraciones los intervalos se mantienen fuera de rango, se considera que no se ha detectado la señal ECG. El diagrama mostrado en la Figura 63 describe con mayor detalle lo explicado en este párrafo.

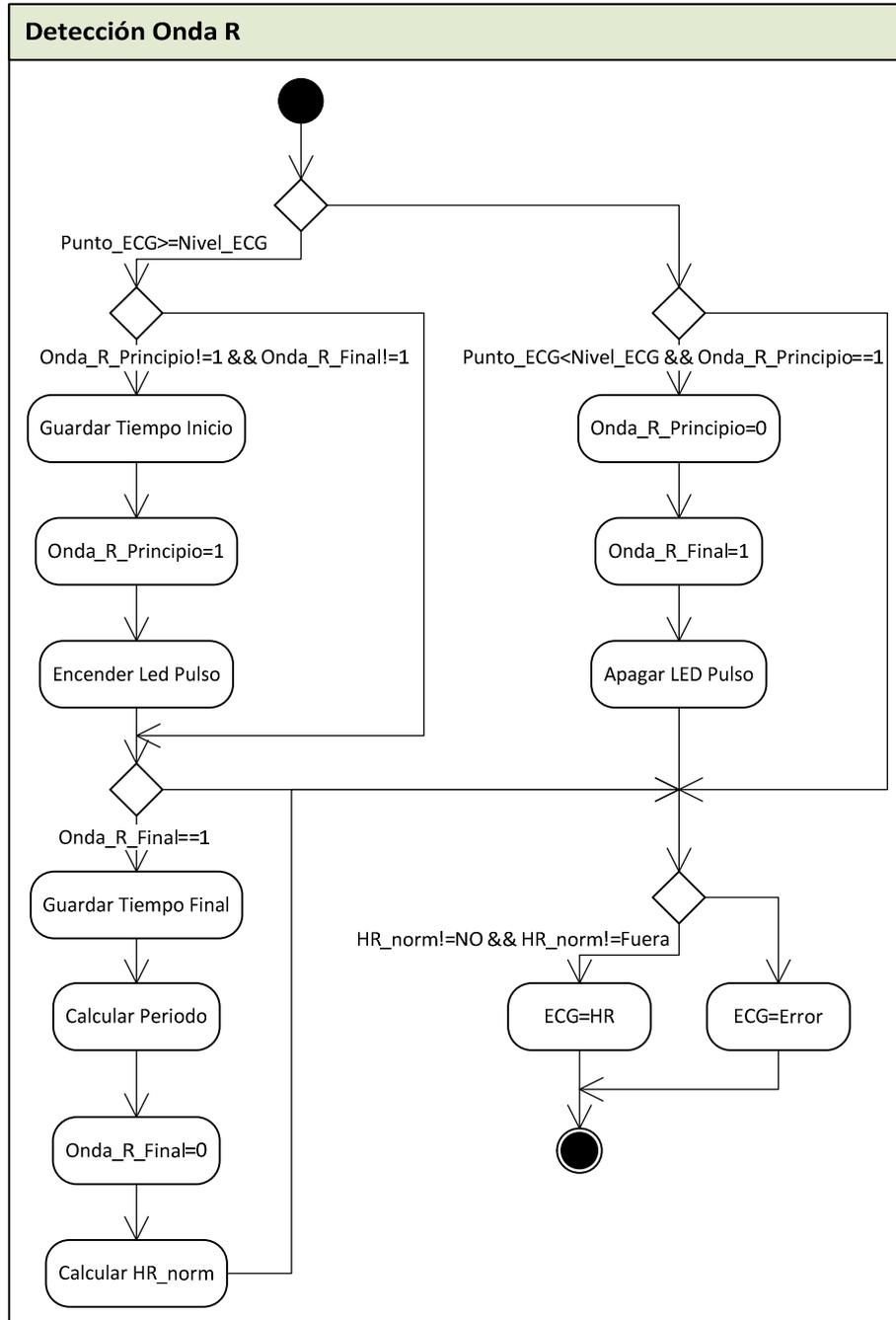


Figura 63. Diagrama de actividad para la detección de la onda ECG.

Como se puede observar en la figura anterior, es necesario pasar por varios puntos de control para detectar la señal ECG y en el momento que uno de ellos no se verifique hace que el resultado del intervalo RR no sea apropiado y se descarte la onda capturada de clasificarse como señal ECG válida.

En primer lugar, se busca un nivel de tensión que esté por encima de un umbral determinado. Detectado ese nivel se inicia un temporizador y se enciende el LED indicando que se ha superado el nivel de tensión de referencia. Se espera a que el nivel de tensión vuelva a descender como parte de la pendiente descendente de la onda R,



momento en el que se marca este hito de control y se apaga el LED indicando que el nivel de tensión ha descendido por debajo del nivel considerado de referencia.

La siguiente vez que se supera el nivel de referencia y se ha pasado por los hitos de control anteriores, se para el temporizador, se calcula el tiempo transcurrido entre ondas R y se guarda el resultado con objeto de acumular el resultado de varias iteraciones de este mismo algoritmo y determinar si el conjunto de intervalos está dentro del rango esperado.

En dispositivos de diagnóstico clínico se utilizan algoritmos mucho más complejos que no dependen tanto de niveles de tensión y tiempo sino que se basan más en otros parámetros como el espectro y contenido frecuencial de las señales (Detección de complejos QRS por método de ventanas, transformada wavelet, métodos de seguimiento de pico, etc.). El procesado de señales ECG es un tema muy amplio que se propone abordar como trabajo en caso de que se retome el proyecto en un futuro.

### 2.3.2.6.5 FUNCIÓN DE CÁLCULO DE LA FRECUENCIA CARDIACA

El pulso cardiaco es un parámetro de referencia y constituye el diagnóstico más básico del estado de salud una persona. La monitorización del pulso cardiaco es una técnica común entre deportistas y su seguimiento y control se utiliza para mejorar el rendimiento deportivo y, en general, la salud.

A partir de los intervalos de tiempo calculados durante la rutina anterior se rellena un buffer hasta acumular una cantidad determinada de datos. Una vez relleno el buffer, se realiza el promedio de los datos almacenados y, a partir del dato resultante, se calcula el pulso. Si el valor del pulso está dentro del rango aceptable para una persona adulta y sana (típicamente entre 40 y 200) se devuelve a la función detección de onda R el valor del pulso cardiaco calculado. En caso contrario se devuelve un error. El proceso descrito se detalla en el siguiente diagrama:

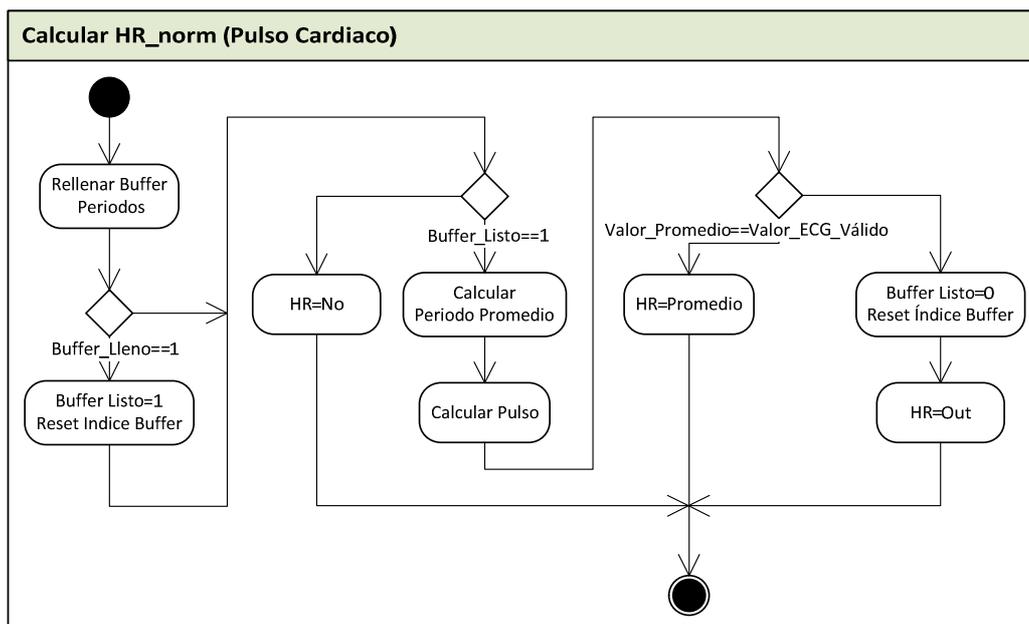


Figura 64. Diagrama de actividad la función "Calcular Frecuencia Cardiaca".



### 2.3.2.6.6 FUNCIÓN ENVIAR DATOS SEÑAL ECG

Por último comentamos la función de una rutina muy sencilla que se sitúa dentro del contexto de ejecución de la rutina de procesado de señal ECG y cuyo objetivo es enviar la señal ECG a través de los métodos de comunicación de los que se dispone (USB y Bluetooth). En principio, la función no tendría nada de especial de no ser por el hecho de que no envía datos siempre que se ejecuta. Por el contrario, se utiliza una estructura a modo de paquete que almacena estos datos y cuando cierta cantidad de datos se ha introducido en la estructura se envían todos de vez. La razón de optar por este tipo de enfoque es tratar de disminuir la carga en el procesador que en ocasiones puede afectar al comportamiento y rendimiento de otros procesos del sistema, sobre todo a los que se refieren al uso de la interfaz gráfica. El diagrama de la Figura 65 ilustra esta breve explicación:

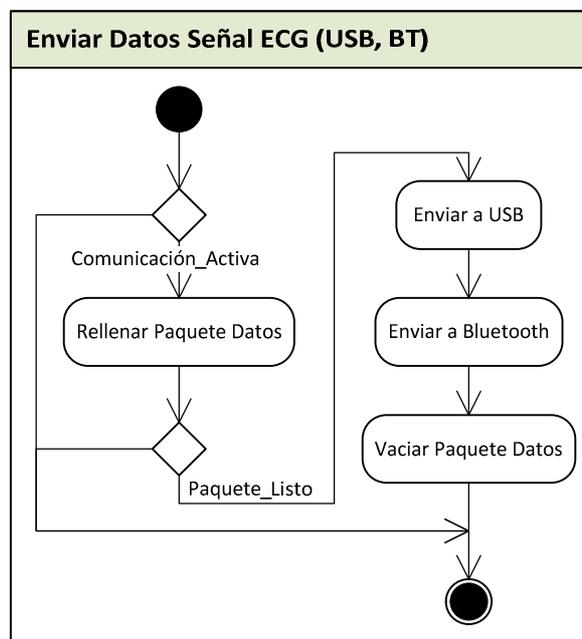


Figura 65. Diagrama de actividad de la función "Enviar señal ECG".

### 2.3.2.7 MÁQUINA DE ESTADOS GESTIÓN DE LA ENERGÍA

Otro de los pilares de sobre los que se centra el software implementado en el prototipo es la máquina de estados de gestión de la energía. Como ya se ha explicado anteriormente, esta máquina de estados interpreta los datos proporcionados por las fuentes de energía disponibles en el sistema con objeto de estimar de forma precisa los niveles de energía en la batería y tomar decisiones en consecuencia como son el apagado del sistema o el inicio del proceso de calibración de la batería. La implementación de esta máquina de estados está motivada por la necesidad de conocer el estado de batería en un sistema portátil.

Por razones de simplicidad, se ha implementado una máquina de estados que monitoriza sólo el estado de la batería o del conector USB pero las posibilidades a nivel



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

### Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

implementación de esta máquina pueden ir mucho más lejos del trabajo realizado. Como ya se ha comentado antes, el estudio de los modos de bajo consumo que ofrece el microcontrolador y que podrían incrementar la autonomía del conjunto es un buen punto de partida para el trabajo futuro.

Al igual que en el caso de la máquina de estados de la MMI, las transiciones entre estados se producen cuando se procesan cierto eventos que son distintos de los que se describieron para el caso anterior (Excepto el evento Tick). La descripción general de los posibles eventos que se recogen en la máquina de estados de gestión de la energía son:

- Evento Tick: Se ejecuta de forma periódica y se utiliza normalmente para actualizar el valor de los parámetros de la batería, adquiriendo nuevos valores de tensión y corriente y calculando el resto de parámetros en base a ellos.
- Evento USB Insertado: Se procesa cuando el usuario introduce el conector USB en la clavija disponible con objeto de proporcionar comunicación por cable del dispositivo con el ordenador y, también, para proporcionar alimentación al sistema o cargar la batería.
- Evento USB Extraído: Se procesa cuando el usuario extrae el conector USB de la clavija y la batería está insertada (ya que sino el sistema se apaga por falta de alimentación).
- Evento Apagado Sistema: Se procesa cuando el sistema detecta un nivel de energía insuficiente para permanecer encendido o cuando el usuario quiere apagar el sistema de forma controlada a través de la opción del menú principal de la máquina de estados MMI (La señal se transfiere de una máquina de estados a otra).

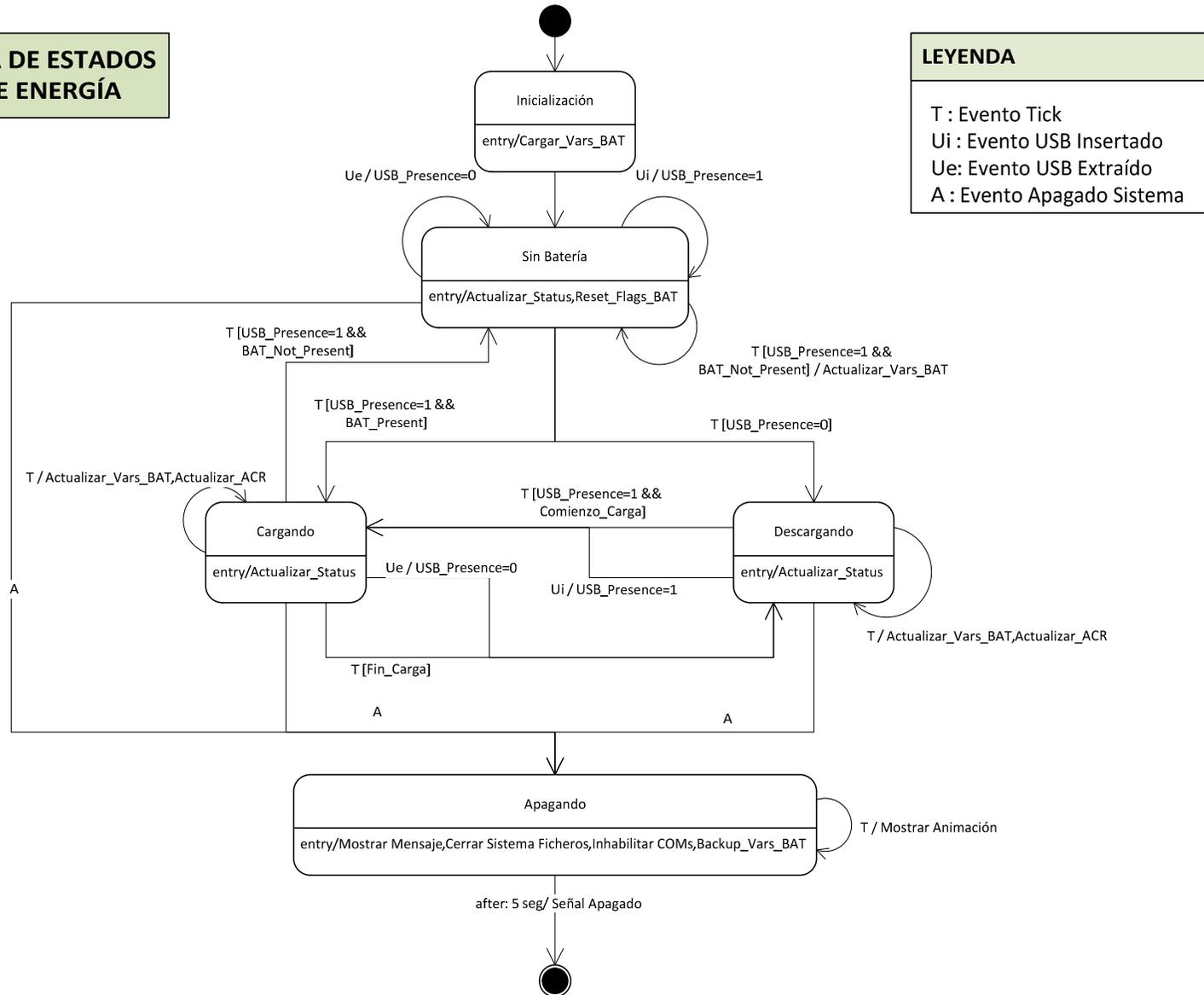
El diagrama mostrado en la Figura 66 describe de forma detallada la implementación de los estados y eventos que forman parte de la máquina de estados de gestión de la energía.



# Memoria del Proyecto Final de Carrera

## Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

### DIAGRAMA DE ESTADOS GESTIÓN DE ENERGÍA



### LEYENDA

- T : Evento Tick
- Ui : Evento USB Insertado
- Ue: Evento USB Extraído
- A : Evento Apagado Sistema

Figura 66. Diagrama de estados de la máquina de estados de gestión de la energía.



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

### Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

Como se puede deducir del diagrama de estados de la figura anterior, la máquina presenta 4 estados principales. El estado de inicialización no se considera parte de la máquina de estados ya que su única función es inicializar el conjunto de variables necesarias para la ejecución del resto de estados de la máquina y después de la primera transición ya no se puede volver a él, salvo reset del sistema. A continuación se detalla la descripción de los estados entre los que sí pueden producirse transiciones durante el funcionamiento normal del programa:

- Estado Sin Batería:

Es el primer estado al que se accede tras el estado de inicialización sin importar el estado real del sistema. Durante la primera iteración en este estado se decide a través de las señales de presencia de batería y presencia de la conexión USB cual es el estado al que se debe evolucionar.

Este estado representa la situación en la que el circuito se alimenta exclusivamente del puerto USB del ordenador y no se ha detectado presencia de la batería por los niveles de tensión y corriente leídos por el conversor analógico-digital. Durante su ejecución, además de monitorizar constantemente la posible inserción de una batería, resetea los estados que permiten calibrar las mediciones de la batería y que requieren que esté permanentemente insertada.

- Estado Cargando:

Estado al que se evoluciona en caso de que se den los eventos de conexión de USB y la batería esté presente. También se accede a él cuando se reinicia el proceso de carga en una batería que por sus condiciones de tensión no se estaba cargando, a pesar de que la conexión USB estuviese presente.

Durante la ejecución del estado, además de actualiza los parámetros proporcionados por el conversor analógico digital de tensión y corriente, se controla el proceso de acumulación de capacidad en la batería para estimar de forma precisa el nivel de energía disponible en el sistema.

- Estado Descargado:

Estado opuesto al anterior, se evoluciona en caso de que se dé el evento de desconexión de USB y la batería esté presente. Adicionalmente, también se accede a él cuando se finaliza el proceso de carga.

Durante la ejecución del estado, además de actualizar los parámetros proporcionados por el ADC de tensión y corriente, se controla el proceso de vaciado de capacidad en la batería con objeto de estimar de forma precisa el nivel de energía disponible y apagar el sistema si éste no fuese suficiente.

- Estado Apagando:

Por último, el estado apagando pretende ser el estado previo al que accede el sistema cuando se solicita el apagado, bien por parte del usuario o por una señal autogenerada en el sistema. En este estado se realiza un apagado



controlado mostrando un mensaje animado, desconectando los interfaces de comunicación y haciendo una copia de seguridad de los valores importantes de la batería. Transcurridos 5 segundos, se envía la señal de apagado al circuito ON/OFF explicado en el apartado 2.3.1.3.3

### 2.3.2.8 FUNCIONES ASOCIADAS A LA GESTIÓN DE LA ENERGÍA

En este apartado se describen mediante diagramas de actividad, el conjunto de funciones asociadas a la gestión de la energía que se usan en la máquina de estados descrita anteriormente y que controlan procesos como la obtención de valores de tensión y corriente del ADC o la comprobación general del estado de energía del sistema.

#### 2.3.2.8.1 FUNCIÓN DE OBTENCIÓN DE VALORES V-I DE LA BATERÍA

Las magnitudes voltaje (V) y corriente (I) son la únicas magnitudes de las que dispone el sistema para conocer cuál es el estado instantáneo de la batería en cada momento. La rutina que recoge el diagrama de la Figura 67 describe el proceso de adquisición de estos valores.

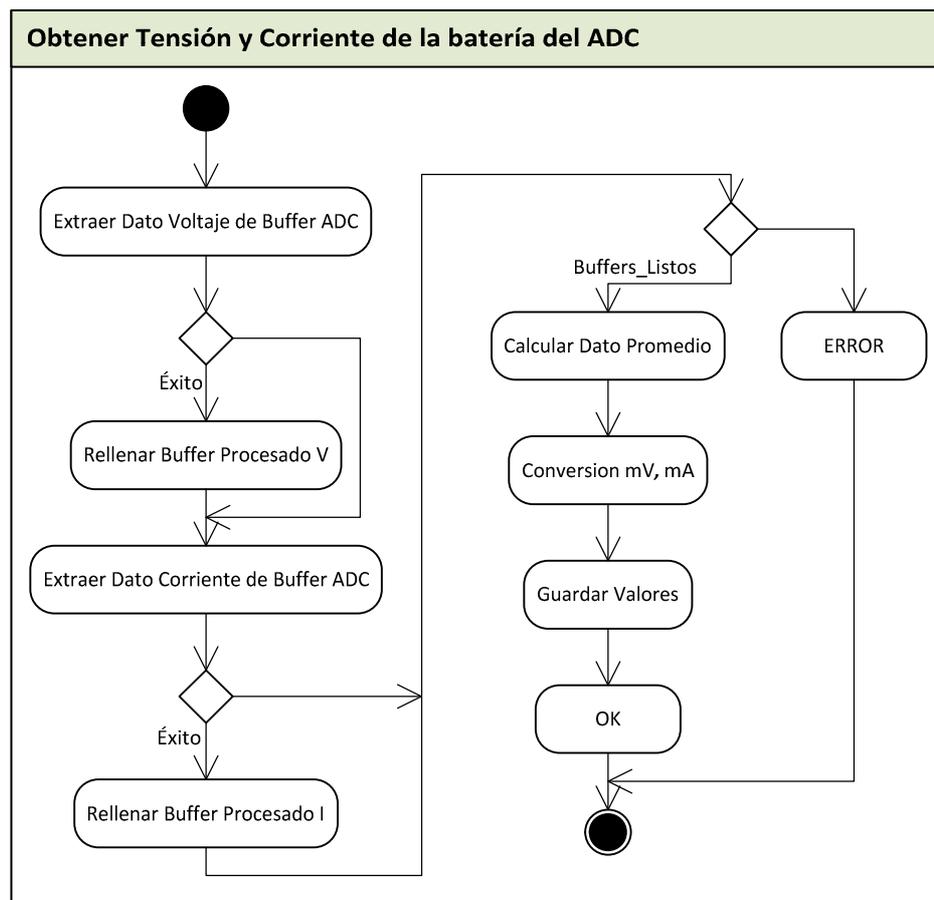


Figura 67. Diagrama de estados de la función "Obtener valores V-I de la batería".

De acuerdo con el procedimiento descrito en el apartado 2.3.2.6.1 FUNCIÓN DE CONVERSIÓN ADC, además de digitalizar la señal ECG, también se ejecuta la



conversión del resto de canales utilizados en plataforma de software y hardware que se propone. De esta manera, los valores obtenidos del sobre muestreo de los canales conectados al nivel de tensión de alimentación en la batería y al sensor de corriente, están disponibles en el buffer del conversor AD siempre que la máquina de estados de gestión de la energía lo requiera.

En la rutina presentada en la Figura 67 se observa que el primer paso es extraer del buffer del conversor los valores de tensión y corriente. A continuación, se rellenan sendos buffers circulares de pequeño tamaño que se utilizan para promediar los últimos N valores extraídos del buffer principal. Una vez que estos buffers están llenos, se calcula el promedio y se convierten las cifras obtenidas a magnitudes de tensión y corriente de acuerdo con el hardware de medición incorporado. En concreto, la presente revisión de hardware se requiere el uso de las siguientes expresiones:

$$\text{Voltaje (mV)} = 2 \cdot \frac{V_{REF(mV)}}{4096} \cdot \text{ValorADC}_{PROMEDIO(V)}$$

Ecuación 26. Cálculo del valor de tensión de la batería.

$$\text{Corriente (mA)} = \frac{1}{0,02 (\Omega) \cdot 100} \cdot \frac{V_{REF(mV)}}{4096} \cdot \text{ValorADC}_{PROMEDIO(I)}$$

Ecuación 27. Cálculo del valor de corriente de la batería.

Los valores resultantes de los cálculos anteriores se almacenan en una estructura de la que hace uso otras funciones para realizar diversos cálculos.

#### **2.3.2.8.2 FUNCIÓN DE COMPROBACIÓN DEL ESTADO DE ENERGÍA DEL SISTEMA**

Se trata de una de las rutinas más importantes del sistema que se ejecuta cada 100 ms dentro de la base de tiempos descrita en el apartado 2.3.2.3 BASE DE TIEMPOS y que tiene efecto directo sobre la máquina de estados de gestión de la energía.

Se encarga de realizar una comprobación periódica de las variables que pueden influir en el estado del sistema como son la tensión y corriente de la batería y la presencia de la conexión USB. En función de una serie de umbrales fijados, la rutina cambia el parámetro Estado Energía dentro del sistema para que otras funciones puedan hacer uso de él. Utilidades de esta información podrían ser mostrar mensajes por pantalla, apagar ciertos periféricos o reducir la iluminación y frecuencia de actualización del display con objeto de ahorrar energía. No obstante estas características no han sido todavía implementadas en la presente revisión de firmware. La Figura 68 recoge la descripción detallada de la rutina implementada.

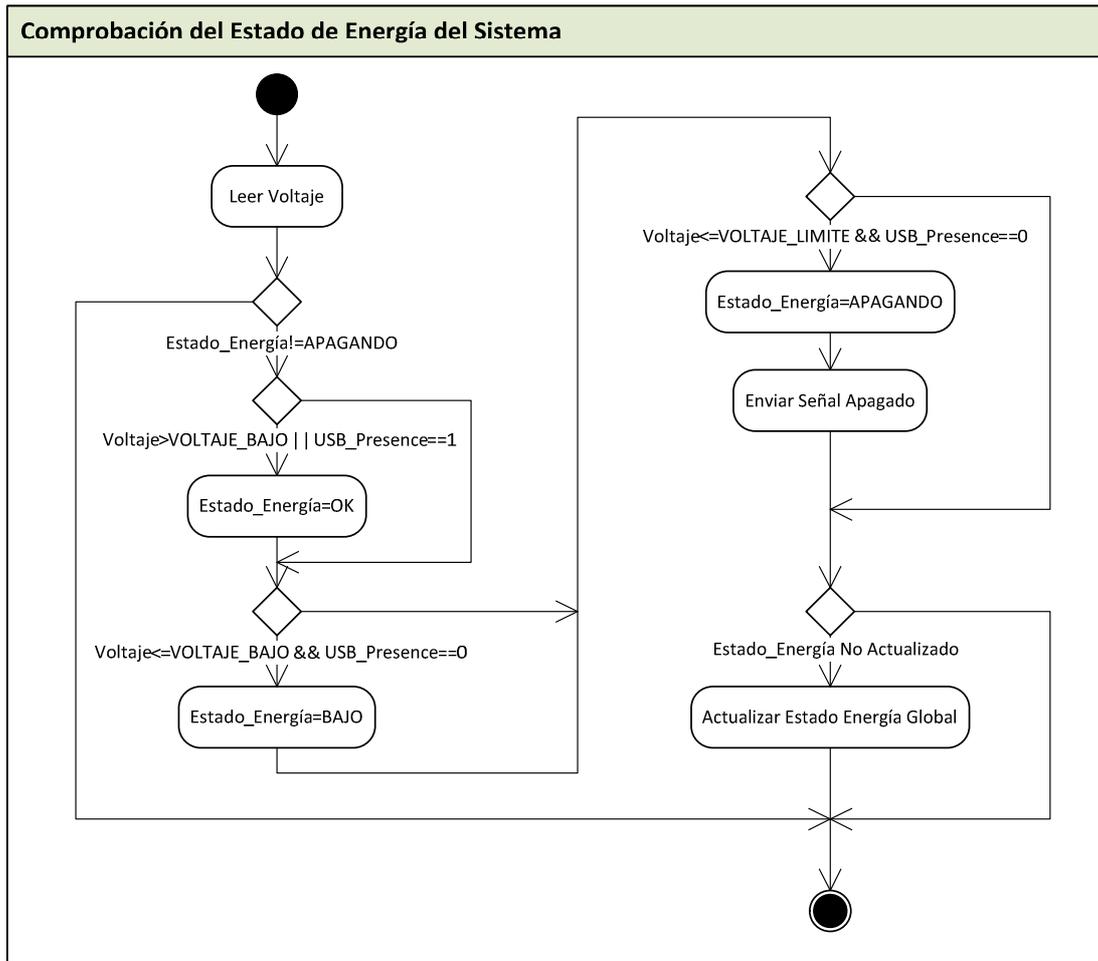


Figura 68. Diagrama de actividad de la función "Comprobación del Estado de Energía del Sistema".

Cómo se puede observar en la figura anterior, dentro de la rutina se compara el nivel de tensión varias veces con respecto a unos umbrales predefinidos. Siempre que el sistema disponga del cable USB insertado, el suministro de energía está garantizado y, por tanto, el estado de energía será adecuado para ejecutar todas las funciones del sistema.

En caso de no haber presencia de alimentación a través de USB, se definen dos umbrales de tensión, bajo y límite. Las funciones asociadas al nivel bajo todavía no está implementadas como se ha comentado anteriormente. Las funciones asociadas al nivel límite se reducen a enviar la señal que permite la transición al estado "apagando", estado durante el cual sólo se realizan las tareas propias de un apagado controlado, sin realizar más comprobaciones.

### 2.3.2.8.3 FUNCIÓN ACTUALIZAR CAPACIDAD ACUMULADA

La función actualizar capacidad acumulada se ejecuta en los estados en los que la batería está presente, esto es, en los estados cargando y descargando. Su objetivo es acumular tanto positivamente como negativamente la corriente que circula hacia y desde la batería. Mediante esta función, se pretende estimar de forma más precisa el estado de energía de la batería teniendo en cuenta valores de capacidad, tensión y



corriente. Además, se realiza un modelado básico del envejecimiento de la batería fruto del uso. La descripción detallada de la funcionalidad presentada se recoge en el siguiente diagrama:

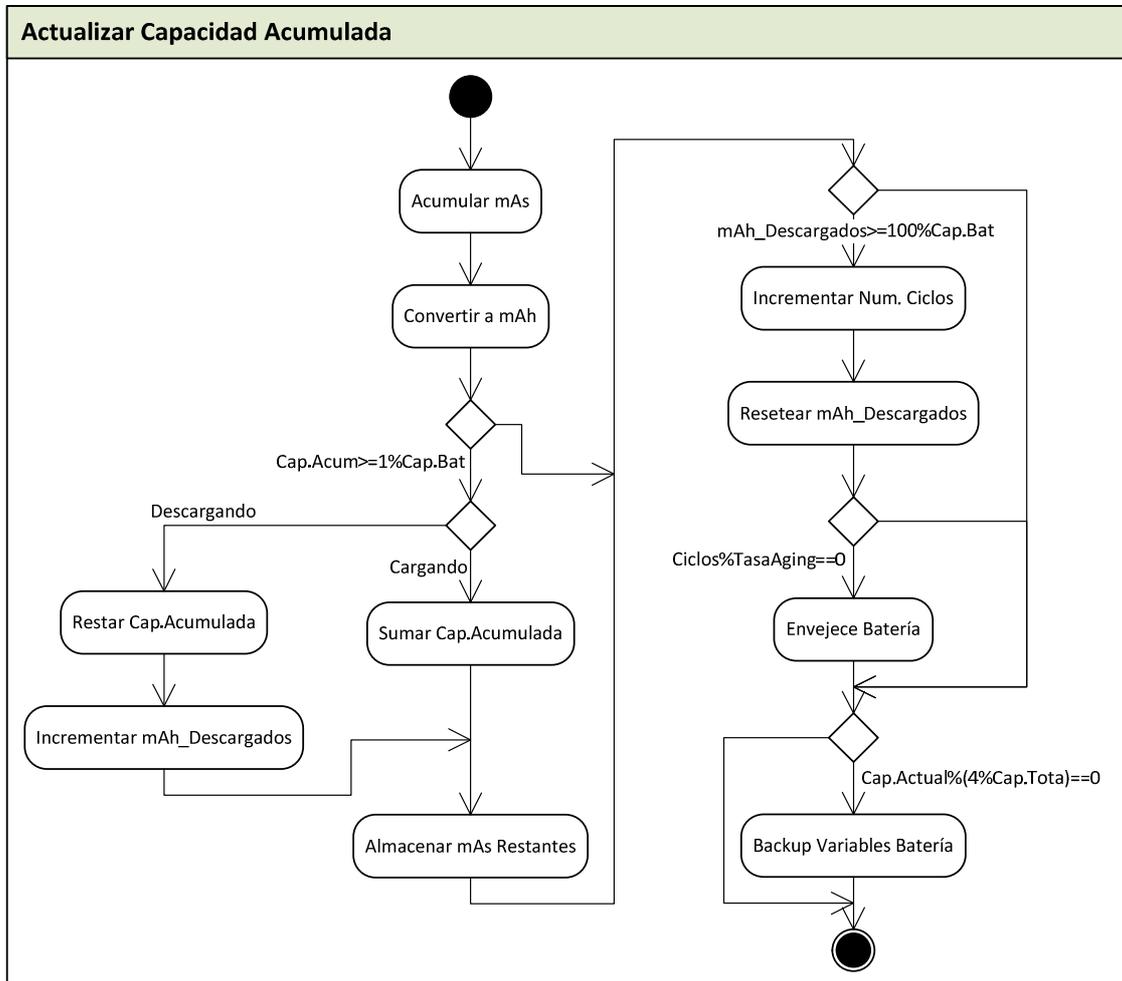


Figura 69. Diagrama de actividad de la función “Actualizar Capacidad Acumulada”.

El periodo de ejecución de esta rutina es de 1 segundo ya que se sincroniza con los eventos de actualización del tiempo del sistema por acción del RTC. En cada paso por la rutina se acumula una cantidad de miliamperios (capacidad en *mAs*) que, posteriormente, se convierten a miliamperios hora (*mAh*). Cuando la capacidad acumulada supera el 1% de la capacidad total de la batería, se suma o se la capacidad acumulada al contador general de capacidad en función de si la batería está en proceso de carga o en proceso de descarga. Si la batería se está descargando, además se acumula el número de *mAh* que acumula la capacidad relativa a ciclos parciales de descarga. La cantidad de *mAs* no acumulada se almacena para tenerla en cuenta en las siguientes iteraciones.

A continuación, se comprueba el estado del contador de *mAh* que controla los ciclos de descarga parcial. Si este contador ha superado el nivel de capacidad de la batería, quiere decir que se ha descargado una capacidad un ciclo completo y, por tanto, se



aumenta la variable contador de ciclos. El contador de descargas parciales se resetea de cara a la siguientes iteraciones.

Cuando el número de ciclos realizado supera cierto valor, típicamente unos 15, se considera que la batería ha perdido cierta capacidad con respecto al valor de capacidad nominal que tenía al principio. Conviene recordar que una batería se considera que ha llegado al final de su vida útil cuando entrega menos del 80% de su capacidad nominal [30]. Con este modelado de envejecimiento se lograrían realizar unos 300 ciclos de carga y descarga completos, lo cual es un valor razonable considerando la vida útil de las baterías de polímero de litio actuales [29]. El objetivo de este bloque es estimar adecuadamente las pérdidas de capacidad debido al deterioro progresivo y natural de las baterías de litio.

Por último, en esta rutina, se realiza una copia de seguridad de los parámetros de la batería cada vez que se acumula o se sustrae la capacidad equivalente al 4% de la capacidad nominal de la batería. El objetivo es para prevenir la pérdida total de información en caso de desconexión o bloqueo del sistema.

#### **2.3.2.8.4 FUNCIONES CARGAR Y GRABAR BACKUP DE PARAMETROS DE LA BATERÍA**

Las funciones que se describen en este apartado hacen uso del interesante dominio de backup del que dispone el microcontrolador STM32F103VET6. Este dominio permanece alimentado a través de  $V_{BAT}$  cuando se desconecta el sistema y gracias a ello se pueden conservar de forma fácil ciertos parámetros que pueden ser útiles entre un uso y otro del dispositivo. Un ejemplo de estos parámetros son los parámetros asociados a la gestión de la energía en la batería.

Las rutinas que presentamos a continuación son sencillas ya que sólo calculan y graban los parámetros especificados sin tomar ningún otro tipo de decisión. Si se reflejan en este apartado de la memoria es precisamente para resaltar la utilidad de los registros de backup. De las secuencias que se pueden observar en los diagramas de la Figura 70 y Figura 71 consideramos interesante hacer un breve comentario acerca de los parámetros y su función:

- Model Full: Se trata del parámetro que modela la capacidad nominal de batería en el momento de su fabricación.
- Rsense: Es el valor de resistencia de medición utilizado por el sensor de corriente.
- Registro de Corriente Acumulada (ACR): Es el registro sobre el que se acumula o sustrae la capacidad de la batería. Representa una estimación del nivel de capacidad acumulado.
- Full: Parámetro que modela la capacidad total de la batería teniendo en cuenta el envejecimiento progresivo y natural de la misma.
- Age Scalar: Modela el envejecimiento y se puede considerar como el porcentaje de capacidad máxima que es capaz de almacenar la batería con respecto al que almacenaba en el momento de su fabricación.



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

### Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

- Número de ciclos: Es un simple contador del número de ciclos completos de carga y descarga que se han realizado con una batería en el dispositivo.
- mAh descargados: Acumula la capacidad sustraída de descargas parciales para poder contabilizar el número de ciclos.
- Porcentaje de capacidad: Es la representación en términos porcentuales del ACR con respecto al Full.
- Flags de la batería: Son simplemente estados como batería descargada o carga completa.

El conjunto de parámetros utilizados está inspirado en los algoritmos que implementan los circuitos integrados conocidos como en inglés *fuel gauges* y que realizan un seguimiento muy preciso del estado de carga y salud de una batería. A día de hoy, prácticamente cualquier dispositivo portátil dispone de un *fuel gauge* ya que de esta forma se libera al procesador de la carga computacional necesaria para medir e interpretar los resultados obtenidos de una batería. Información más detallada se puede consultar en las páginas web de fabricantes de este tipo de circuitos integrados como [36].

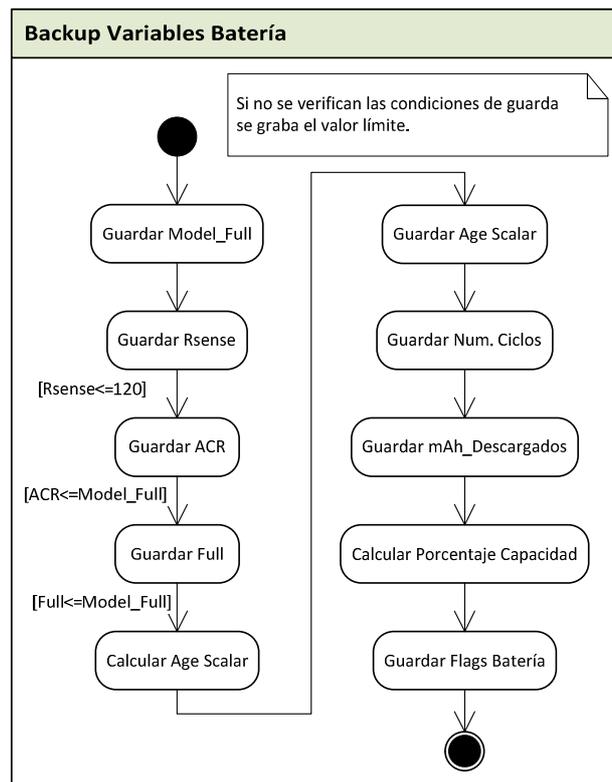


Figura 70. Diagrama de actividad de la función “Backup Variables Batería”



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

### Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

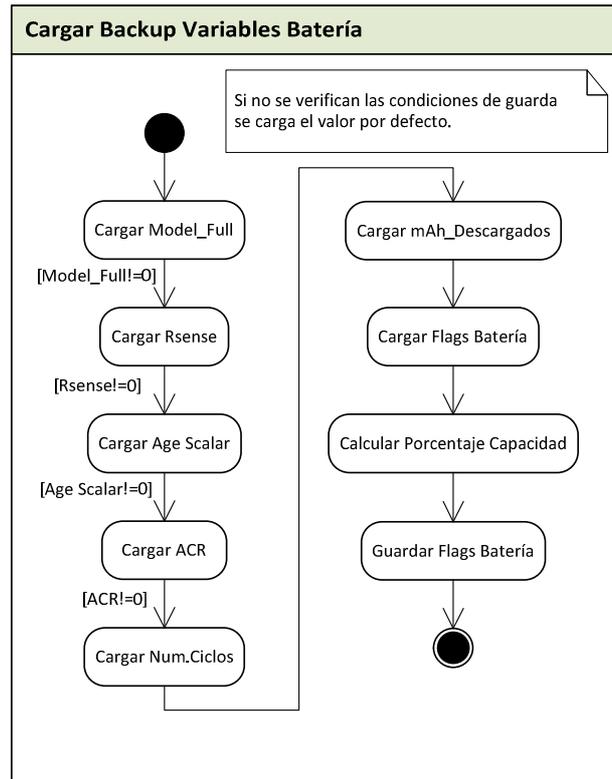


Figura 71. Diagrama de actividad de la función “Cargar Valores Backup de Variables de la Batería”

Con este apartado finaliza la descripción detallada de todos los aspectos del software que se han considerado relevantes y que han permitido dotar de gran parte de la funcionalidad que se recogía en los requisitos de partida. En los próximos apartados se recogen brevemente los resultados y conclusiones derivadas del trabajo realizado y se aportan ideas que sirvan como punto de partida para investigar y desarrollar un producto más parecido a lo que se puede encontrar comercialmente.



### **3 CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO**

El objetivo de este proyecto era diseñar y fabricar un prototipo de un dispositivo de bajo coste, modular, portátil e inalámbrico capaz de capturar, mostrar y almacenar la señal electrocardiográfica de una de las derivaciones del sistema cardiaco.

La señal ECG es una señal biológica de carácter eléctrico producida por el sistema cardiaco durante un ciclo importante que habilita el bombeo de la sangre a través del sistema venoso y arterial de un ser vivo. Al igual que cualquier otra señal biológica, se trata de una señal de amplitud muy pequeña y cuya captura es sensible a multitud de ruidos e interferencias por lo que la selección de componentes y el diseño de las etapas deben ser procesos minuciosos.

Existen gran cantidad de fabricantes de componentes electrónicos que ofrecen productos muy competitivos entre los que a veces es complicado decantarse. En el desarrollo de la etapa analógica se han utilizado criterios de precisión y bajo consumo a la hora de elegir los componentes. En el desarrollo de la interfaz digital se ha optado por soluciones con buena relación prestaciones-precio dado que el proyecto tenía como requisito un presupuesto contenido. A fecha de depósito del proyecto se ha logrado diseñar y fabricar un prototipo funcional con gran parte de los requisitos que se plantearon inicialmente.

En primer lugar, el requisito fundamental que es la captura, digitalización, visualización y transmisión de la señal ECG se ha conseguido aunque la captura no está exenta de interferencias cuyo origen se recomienda estudiar en caso de retomar el proyecto.

Además, el diseño propuesto consta dos interfaces separadas, una analógica de adquisición y filtrado y otra digital de conversión y procesado que se interconectan formando un conjunto que se puede sujetar con una sola mano, aunque su manejo requiera las dos. Por tanto, se han conseguido los requisitos de portabilidad y modularidad. Dado que se trata de un prototipo destinado a ensayos, no se han aplicado todas las optimizaciones posibles, por lo que la reducción de tamaño y mejora de la portabilidad es fácilmente alcanzable si se evoluciona la plataforma en un futuro.

Aunque por el tamaño del prototipo diseñado el sistema se pueda considerar portátil, cabe observar que no se ha conseguido optimizar el diseño en términos de consumo y autonomía. Si bien la elección de los dispositivos ha ido orientada en ese sentido, salvo casos particulares, se ha descubierto el fuerte impacto que tiene el desarrollo software sobre este parámetro. Por restricciones temporales no ha sido posible la optimización del código fuente haciendo uso de las posibilidades del el microcontrolador brinda. Queda por tanto como un tema pendiente y significativo a considerar.

La interfaz hombre-máquina (MMI o HMI) diseñada cumple los requisitos de usabilidad y sencillez que se requerían. El control del prototipo es sencillo y no requiere de más instrucciones que las pequeñas pautas de manejo que se han descrito en el apartado en el que se explica el software implementado. La interfaz gráfica creada para la ocasión no es especialmente atractiva si se consideran las interfaces gráficas actuales



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

### Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

que se pueden ver en dispositivos comerciales. No obstante, dado que se ha primado la funcionalidad sobre la estética, consideramos que se han cubierto los requisitos relativos a la HMI.

Una de las cuestiones en las que más tiempo se invirtió fue en la elección del microcontrolador ya que gran parte de la funcionalidad requerida es posible gracias al rendimiento y periféricos del mismo. Además la elección de un dispositivo de este tipo implica la adquisición de las herramientas necesarias para desarrollar software sobre él. Se decidió optar por una arquitectura moderna como es ARM Cortex-M3 (2005) de 32 bits cuyas aplicaciones son las mismas que podrían tener los tradicionales microcontroladores de 8/16 bits y que aporta novedades propias de microprocesadores de muy alto rendimiento. La aceptación de esta arquitectura por parte de numerosos fabricantes hace que el soporte no profesional sea adecuado para el desarrollo de un proyecto de carácter educativo como éste.

Con la elección del microcontrolador y el desarrollo del software apropiado se han logrado conseguir los objetivos relativos a la transmisión de la información capturada y digitalizada. Aunque no se ha podido implementar ningún método de almacenamiento de información en la propia placa, sí que se ha preparado el hardware, por lo que se trata de una ampliación de funcionalidad posible. Además, también por el microcontrolador elegido, se dispone de la posibilidad de actualizar fácilmente el firmware con nuevas características como ésta sin necesidad de disponer de las herramientas de desarrollo.

Por último, la transmisión de la información capturada se hace a través de interfaces cableadas, USB, e inalámbricas, Bluetooth a través de perfiles de puerto serie. Por tanto, también se cumplen los requisitos en este aspecto. No obstante, consideramos que la utilización de estos mismos protocolos de comunicación de forma nativa daría mucho mayor rendimiento y fiabilidad al sistema.

La consecución de los objetivos anteriores se ha materializado en el prototipo que muestran las siguientes fotografías y cuyo acabado consideramos satisfactorio:



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

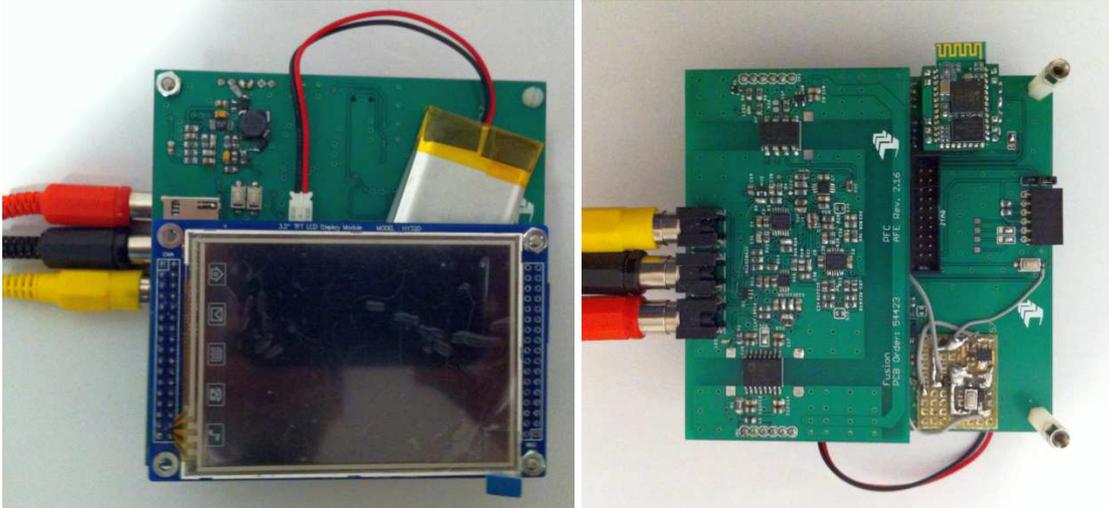


Figura 72. Prototipo del sistema inalámbrico portátil de bajo coste de adquisición de señales ECG.

Como ya se ha comentado antes, se trata de un prototipo funcional que puede capturar y digitalizar la señal ECG proporcionando los resultados que mostramos a continuación. La Figura 73 muestra una captura de pantalla de la situación en la que el prototipo se encuentra mostrando un instante temporal determinado de la señal ECG. La Figura 74 representa los datos enviados por uno de los canales de comunicación disponibles, en este caso fue bluetooth, y capturada por un ordenador personal para el análisis y tratamiento posterior de la señal. De la ésta última figura se puede deducir la necesidad de implementar un procesado digital que elimine los artefactos y revele la situación de las ondas P y U. En cualquier caso, a pesar de la aparición de estos artefactos consideramos positivo el resultado obtenido dadas las características de la señal ECG, pequeña y afectada por muchas fuentes de ruido e interferencia, y la calidad de interfaz electrodo – cable disponible.

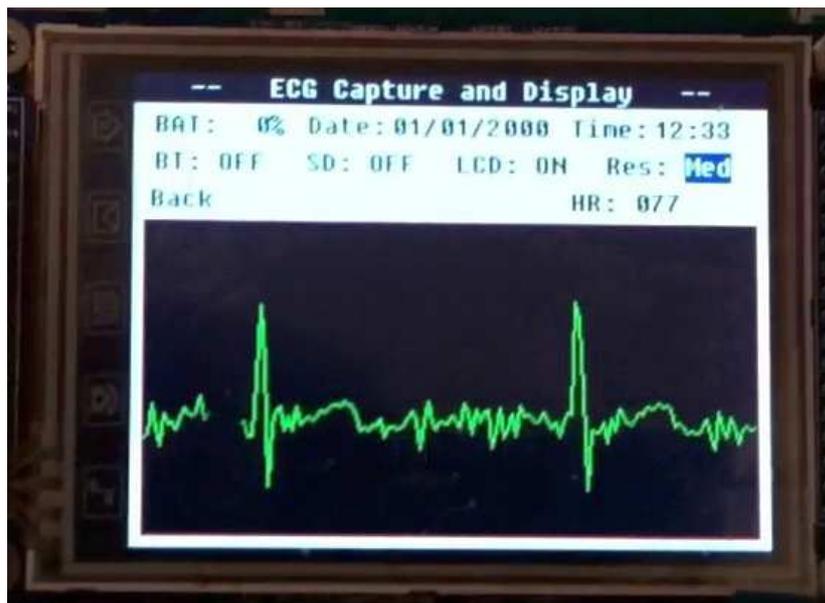


Figura 73. Visualización de la señal ECG en el sistema diseñado.



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

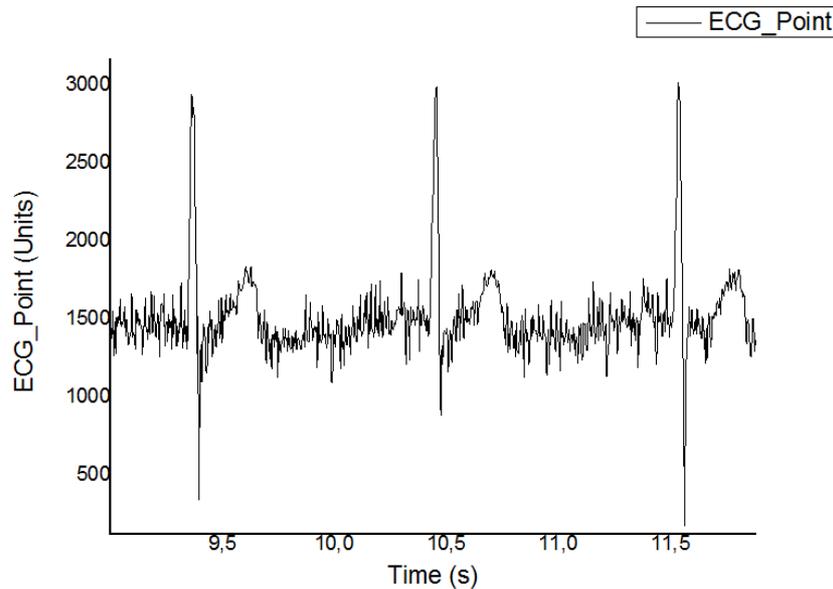


Figura 74. Gráfico de los datos recibidos por un ordenador enviados desde el sistema diseñado.

Algunas funcionalidades planteadas inicialmente y/o consideradas útiles durante el desarrollo del proyecto no se han podido implementar por quedar fuera del ámbito y restricciones temporales del proyecto. A continuación se plantean posibles mejoras y se sugieren temas para que sirvan como punto de partida del trabajo futuro.

En primer lugar, a nivel hardware, consideramos necesaria una revisión de la distribución de las indicaciones visuales e interfaz de manejo para que resulte más cómoda. Por otro lado, los LED se han utilizado como métodos rápidos para conocer el estado de determinados bloques, así que, una vez comprobada la funcionalidad del diseño, consideramos factible la eliminación de varias de estas indicaciones e incluso el rediseño del hardware para que indicaciones como las que proporcionaba el cargador de baterías sean interpretadas por el software del microcontrolador. La disposición física, cantidad y función de los elementos que interactúan con el usuario / paciente de un dispositivo de estas características es un factor clave en la usabilidad del producto. La mejora de la usabilidad es un concepto importante actualmente y no es posible llevar a cabo con éxito un producto con orientación comercial si no se tienen en cuenta estas bases.

En segundo lugar, en base a la experiencia sabemos que para mejorar la calidad de la señal ECG capturada se pueden tomar varios enfoques. Uno de ellos es por ejemplo, la implementación de un control automático de ganancia para ajustar la señal lo mejor al rango dinámico del convertor analógico digital. De esta forma se mejoraría la precisión de éste y por tanto el resultado pudiendo dedicar mayor carga computacional a los algoritmos de procesado que se incorporan en el microcontrolador.

Por otro lado, sería interesante introducir, explotando el concepto de la modularidad, la medida un mayor número de derivaciones de la señal ECG. Con pequeñas modificaciones sobre el hardware actual y realizado una revisión completa del



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

### Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

software se podría lograr. Esto haría que el dispositivo se pareciera más a los monitores Holter, opción que se consideró en las fases iniciales del diseño y que no se ha podido cumplir principalmente por problemas de autonomía.

En base a los costes de material, componentes electrónicos y servicio de fabricación de las placas de circuito impreso, consideramos que el objetivo de diseñar un producto de bajo coste ha sido cumplido. No obstante, aunque ya se ha realizado cierto esfuerzo durante la fase de desarrollo en ese sentido, consideramos que sería un buen ejercicio realizar un estudio detallado de cuál sería la máxima reducción de coste que se podría conseguir en el diseño manteniendo funcionalidades y prestaciones.

Creemos que la reducción de costes es posible en base a la rapidez con la que evolucionan los componentes electrónicos y teniendo en cuenta todo el conocimiento adquirido durante el desarrollo del proyecto. Además, se pueden considerar otros factores como la compra a proveedores mayoristas o distribuidores oficiales que, por grandes cantidades, venden a precio reducido de hasta un 60% inferior al que pueden ofrecer proveedores minoristas como Digikey. Un coste competitivo orientado a la búsqueda de la rentabilidad es uno de los pilares básicos de cualquier diseño electrónico hoy en día.

Como punto de partida para el análisis de reducción de costes propuesto para futuro se han reflejado en el anexo C. COSTE DE FABRICACIÓN los costes de cada placa desglosados por componentes, cantidades, valores y precio unitario. La siguiente tabla recoge el resumen de estos costes:

Concepto	Precio
Coste unitario de componentes de la interfaz analógica.	25,17 €
Coste unitario de componentes de la placa base (interfaz digital)	42,29 €
Coste total de componentes del sistema de adquisición de señales ECG (1+2)	67,45 €

Tabla 6. Suma de costes de los componentes del sistema de adquisición de señales ECG.

Como ya se ha expresado en otras partes del presente documento, el circuito diseñado y fabricado corresponde a un prototipo a nivel funcional de lo que podría ser un diseño orientado a producto final. Para cumplir los requisitos de competitividad con otros productos ya existentes en el mercado, consideramos muy interesante la optimización de tamaño y del consumo como aspectos fundamentales de un dispositivo portátil. En el primer caso, la propuesta de trabajo futuro se basaría en rediseñar ciertos bloques del circuito utilizando componentes más pequeños y técnicas más avanzadas como el diseño de las placas de circuito impreso a cuatro capas. En lo referente al consumo, se propone profundizar en el desarrollo de software orientado a la gestión y activación de los modos de bajo consumo que suelen brindar muchos circuitos integrados.



## **Memoria del Proyecto Final de Carrera**

Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

Por último, hacemos referencia a los aspectos relacionados con la funcionalidad principal de captura y procesado de señales ECG. Existen referencias completas y mucha investigación acerca de cómo capturar y procesar señales de este tipo para obtener la mejor precisión de cara a un diagnóstico médico. Los algoritmos implementados en el prototipo actual son muy básicos y, por tanto hay mucho margen de mejora. Además existen estándares y recomendaciones (que no normativas) que especifican formas de convertir, procesar, representar, comprimir y enviar los datos procedentes de una captura para que sacar el máximo partido del dispositivo y para lograr cierto nivel de interoperabilidad con otros dispositivos médicos dedicados o no al mismo propósito. Por eso, consideramos interesante de cara a la continuación del proyecto, una revisión más exhaustiva de estos métodos.

Valoramos positivamente el resultado en términos globales del desarrollo de este proyecto tanto en la dimensión personal como en la de adquisición de competencias profesionales. El desarrollo de este proyecto ha servido para conocer y aprender técnicas de diseño y análisis de circuitos en base a unas especificaciones concretas. Además se han adquirido las bases necesarias para iniciar proyectos de software embebido en lenguaje C. El enfoque multidisciplinar del proyecto ha permitido también adquirir solvencia en el manejo de herramientas de CAD y de programación y depuración de software. Todo ello ha redundado en la necesidad de mejorar en términos organizativos y de gestión del tiempo y de los recursos. Consideramos que esto último es un aspecto muy positivo y aplicable a todas las facetas de la vida.



## BIBLIOGRAFÍA

- [1] D. Jenkins, "A (not so) brief history of electrocardiography," 11 May 2009. [Online]. Available: <http://www.ecglibrary.com/ecghist.html>. [Accessed 10 October 2012].
- [2] J. Loscalzo, *Harrison's Cardiovascular Medicine*, New York: McGraw-Hill, 2010.
- [3] F. Morris, W. J. Brady and J. Camm, *ABC of Clinical Electrocardiography*, 2nd ed., Oxford: Blackwell Publishing Ltd, 2008.
- [4] J. G. Webster, *Medical Instrumentation: Application and Design*, 4th ed., New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2009.
- [5] AAMI, *ANSI/AAMI EC12:2000/(R)2005 - Disposable ECG electrodes*, Arlington: Association for the Advancement of Medical Instrumentation, 2005.
- [6] G. D. Clifford, F. Azuaje and P. E. McSharry, *Advanced Methods and Tools for ECG Data Analysis*, Norwood: Artech House, 2006.
- [7] J. J. Ramos Castro, «Detección de Micropotenciales Auriculares de Alta Frecuencia,» Universidad Politécnica de Cataluña, Barcelona, 2009.
- [8] American Heart Association, Inc.; the American College of Cardiology Foundation; the Heart Rhythm Society, «Recommendations for the Standardization and Interpretation of the Electrocardiogram,» *Journal of the American College of Cardiology*, vol. 49, nº 10, 2007.
- [9] C. M. Tenedero, M. A. D. Raya y L. G. Sison, «Design and Implementation of a Single-Channel Amplifier with DSP Post-Processing in Matlab,» de *National Electronics and Engineering Conference*, Phillipines, 2002.
- [10] C. Vidal Silva y L. Pavesi Farriol, «Desarrollo de un Sistema de Adquisición y Tratamiento de Señales Electrocardiográficas,» *Revista de la Facultad de Ingeniería de Tarapacá*, vol. 13, nº 1, pp. 39-46, 2004.
- [11] B. Crone, «Technical Article MS-2125:Common-Mode Rejection: How It Relates to ECG Subsystems and the Techniques Used to Provide Superior Performance,» Analog Devices, Inc., Norwood, MA, 2011.
- [12] M. Chrapala, «Design of Hardware for an Electrocardiogram,» McMaster University, Hamilton, 2010.
- [13] Analog Devices Inc., *Linear Circuit Design Handbook*, New York: Newnes, 2008.
- [14] D. Prutchi y M. N. (Author), *Design and Development of Medical Electronic Instrumentation: A Practical Perspective of the Design, Construction, and Test of Medical Devices*, Hoboken: John Wiley & Sons, Inc., 2004.
- [15] E. M. Spinelli, R. Pallàs-Areny y M. A. Mayosky, «AC-Coupled Front-End for Biopotential Measurements,» *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 50, nº 3, pp. 391-395, 2003.
- [16] International Electrotechnical Commission, *IEC 60601-1-2: Medical electrical equipment, General requirements for basic safety and essential performance*, 3rd ed., Geneva: International Electrotechnical Commission, 2007.
- [17] Vishay Intertechnology, Inc., «Application Note 50 - Designing Linear Amplifiers Using the IL300 Optocoupler,» Vishay, Malvern, 2012.



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

- [18] J. D. Bronzino, *The Biomedical Engineering Handbook: Medical Devices and Systems*, 3rd ed., Boca Ratón, FL: CRC Press, 2006.
- [19] M. Cantrell, «ECN Magazine - Simplify USB Isolation in Medical Applications,» 31 3 2010. [En línea]. Available: <http://www.ecnmag.com/articles/2010/03/simplify-usb-isolation-medical-applications>. [Último acceso: 26 10 2012].
- [20] R. Mancini, *Op Amps For Everyone*, Dallas: Texas Instruments, Inc., 2002.
- [21] D. Linden y T. B. Reddy, *Handbook of Batteries*, 3rd ed., New York: McGraw-Hill, Inc., 2002.
- [22] I. Buchmann, «Battery University,» Cadex Electronics Inc., 10 1 2003. [En línea]. Available: <http://batteryuniversity.com/>. [Último acceso: 25 06 2012].
- [23] D. W. Hart, *Electrónica de Potencia*, Madrid: Pearson Educación S.A., 2001.
- [24] M. Jordan, «DN275 - Single Inductor, Tiny Buck-Boost Converter Provides 95% Efficiency in Lithium-Ion to 3.3V Applications,» Linear Technology Corporation, Milpitas, CA, 2002.
- [25] Higher Definition, Inc., «Learn About LCD TV and TFT LCD Displays,» Higher Definition, Inc., 01 01 2010. [En línea]. Available: [http://www.plasma.com/classroom/what\\_is\\_tft\\_lcd.htm](http://www.plasma.com/classroom/what_is_tft_lcd.htm). [Último acceso: 10 11 2012].
- [26] J. Yiu, *The Definitive Guide to the ARM Cortex-M3*, 2nd ed., Burlington, MA: Newnes, 2009.
- [27] T. Martin, *The Insider's Guide to the STM32 ARM Based Microcontroller*, 1.8 ed., Coventry: Hitex (UK) Ltd., 2009.
- [28] M. Samek, *Practical UML Statecharts in C/C++. Event-Driven Programming for Embedded Systems*, 2nd ed., Oxford: Newnes, 2009.
- [29] ST Microelectronics, «AN2834 - How to get the best ADC accuracy in STM32F10xxx devices,» ST Microelectronics, U.S.A., 2008.
- [30] Maxim Integrated, «Getting Started with the DS2780,» Maxim Integrated, 31 03 2005. [En línea]. Available: <http://www.maximintegrated.com/>. [Último acceso: 9 1 2013].
- [31] J. Achten y A. E. Jeukendrup, «Heart Rate Monitoring. Applications and Limitations,» *Sports Med 2003; 33 (7): 517-538*, vol. 7, nº 33, pp. 517-538, 2003.
- [32] The Einthoven Foundation, «Hartcentrum Leiden - Historical Pictures,» Hartcentrum Leiden, 12 09 2009. [En línea]. Available: <http://www.hartcentrum.nl/eindhoven/historical-pictures>. [Último acceso: 13 09 2012].
- [33] P. Horowitz y W. Hill, *The Art of Electronics*, 2nd ed., U.S.A.: Cambridge University Press, 1989.
- [34] A. S. Sedra y K. C. Smith, *Microelectronic Circuits*, New York: Oxford University Press, 2003.
- [35] M. E. Van Valkenburg, *Analog Filter Design*, New York: Oxford University Press, 1995.
- [36] D. Martín Yerga, «Electroquímica de procesos biológicos,» *Curiosidades de un químico soñador*, 12 09 2012. [En línea]. Available:



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

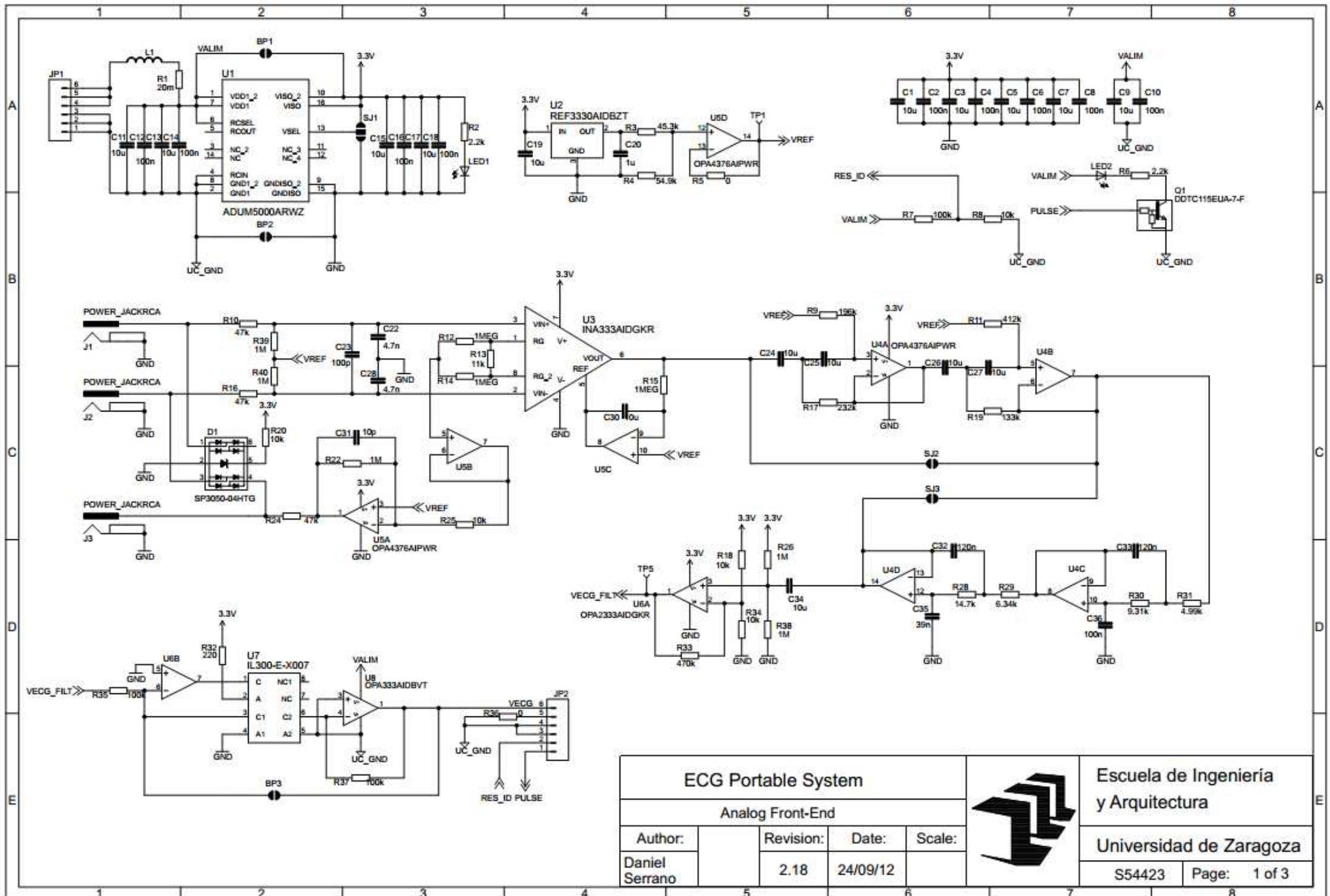
- <http://quimicosonador.wordpress.com/tag/electroquimica-de-procesos-biologicos/>. [Último acceso: 11 12 2012].
- [37] M. Kutz, Biomedical Engineering and Design Handbook, New York: McGraw-Hill Companies, Inc., 2009.
- [38] Microchip Technology Inc., «Datasheet MCP73837/8: Advanced Stand-Alone Li-Ion / Li-Polymer Battery Charge Management Controller with Autonomous AC-Adapter or USB-Port Source Selection,» Microchip Technology Inc., Chandler, AZ, 2011.
- [39] Omron, «Portable ECG Monitor HCG-801 Manual,» OMRON Healthcare Co., Ltd., 01 01 2006. [En línea]. Available: <http://www.omronhealthcare.com/wp-content/uploads/portable-ecg-monitor-instruction-manual.pdf>. [Último acceso: 15 01 2013].
- [40] Philips, «DigiTrak XT Holter Recorder,» Koninklijke Philips Electronics N.V., 01 01 2004. [En línea]. Available: [http://www.healthcare.philips.com/us\\_en/products/cardiography/products/holter/holter\\_xt.wpd](http://www.healthcare.philips.com/us_en/products/cardiography/products/holter/holter_xt.wpd). [Último acceso: 15 01 2013].
- [41] «ChoiceMMed MD100E,» Beijing Choice Electronic Tech Co., Ltd, 01 01 2006. [En línea]. Available: <http://www.choicemmed.com/list.aspx?id=45>. [Último acceso: 15 01 2013].
- [42] Nuubo, «Nuubo nECG Platform Brochure,» Nuubo, 01 01 2009. [En línea]. Available: [http://www.nuubo.com/sites/default/themes/nuubo2/pdf/nECG\\_PLATFORM\\_BROCHURE\\_LR.pdf](http://www.nuubo.com/sites/default/themes/nuubo2/pdf/nECG_PLATFORM_BROCHURE_LR.pdf). [Último acceso: 15 01 2013].



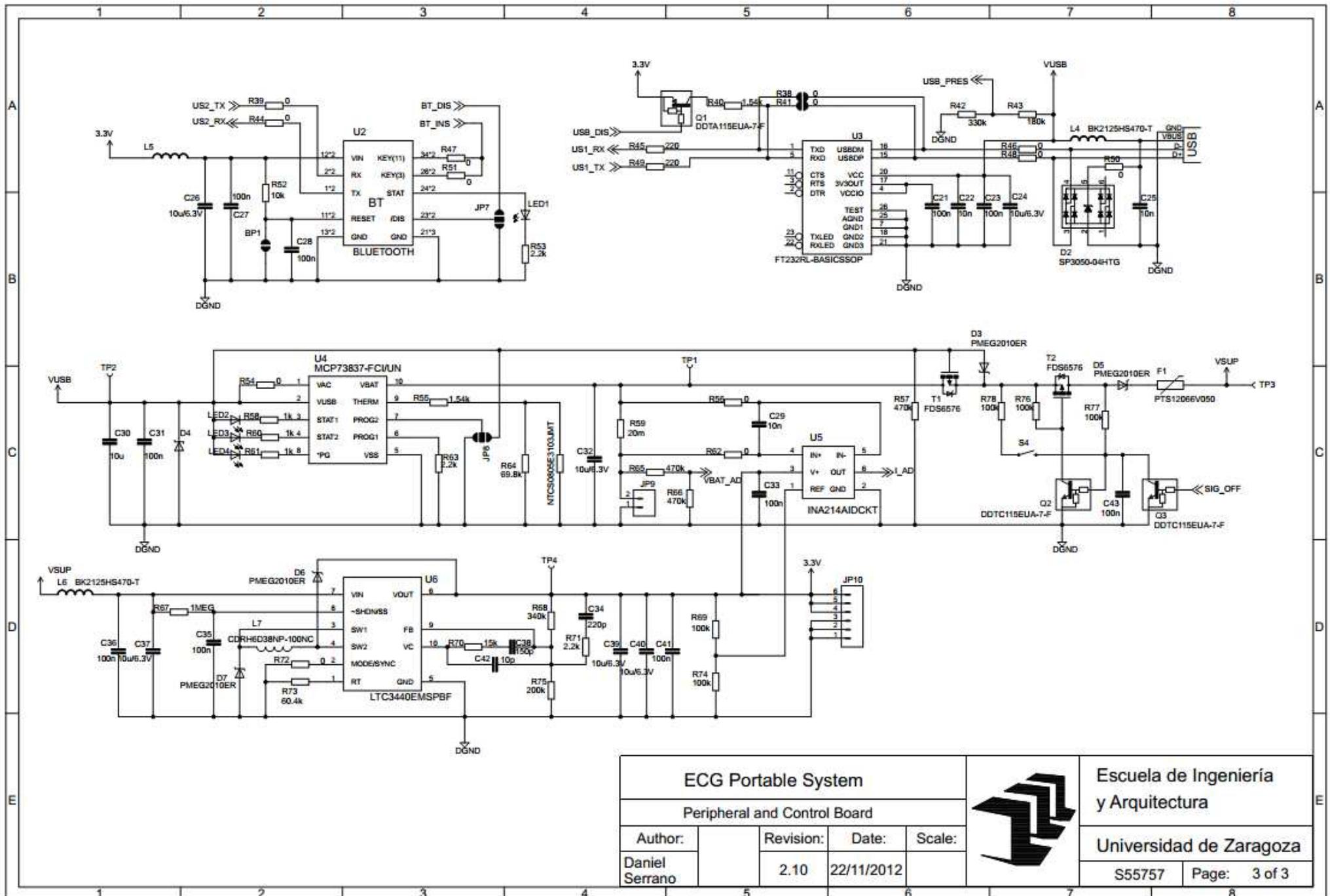
## **ANEXOS**

### **A. ESQUEMAS ELÉCTRICOS**

Los ficheros asociados a esquemas electrónicos del proyecto se han realizado con el software Cadsoft Eagle. Se adjuntan a continuación las capturas correspondientes a las tres hojas de esquema. Adicionalmente, estos esquemas se incluyen en formato PDF en el DVD adjunto dentro del directorio [Desarrollo\Hardware\Esquemas](#)







<b>ECG Portable System</b>			
Peripheral and Control Board			
Author:	Revision:	Date:	Scale:
Daniel Serrano	2.10	22/11/2012	



Escuela de Ingeniería y Arquitectura	
Universidad de Zaragoza	
S55757	Page: 3 of 3



## **B. PLACAS DE CIRCUITO IMPRESO**

Los ficheros Gerber generados durante la fase de diseño y que fueron enviados a la fábrica de prototipos se encuentran disponibles en el DVD adjunto al proyecto. El formato de estos ficheros es un formato estándar que aceptan todas las fábricas y por lo tanto no debería de suponer un problema replicar el prototipo en ningún aspecto.

El listado de ficheros por placa disponible en el directorio [Desarrollo\Hardware\Gerber](#) se lista a continuación:

<b>Extensión del Fichero</b>	<b>Contenido</b>
*.GBL	Capa Bottom.
*.GBO	Contornos y Serigrafía de la Capa Bottom.
*.GBS	Máscara de Soldadura de la Capa Bottom
*GTL	Capa Top.
*.GTO	Contornos y serigrafía de la capa Top.
*.GTS	Máscara de soldadura de la capa Top.
*.TXT	Fichero de mecanizado y taladros.



## C. COSTE DE FABRICACIÓN

Uno de los requisitos del diseño del sistema de adquisición de señales electrocardiográficas era que fuera de bajo coste a nivel de fabricación y componentes. Por ello, uno de los criterios de selección de componentes era el coste por unidad.

Cuando diseña un producto, se suele fabricar una pre-serie o prototipo con objeto de hacer pruebas y, una vez comprobada la funcionalidad del sistema, se fabrican un mayor número de unidades en función de la previsión de ventas. Normalmente, cuando se calcula cuál es el valor de un producto en el mercado se tienen en cuenta factores como el coste de los materiales, el coste del desarrollo a nivel ingeniería, los costes de mano de obra directa e indirecta, los costes de comercialización, los costes de mantenimiento y reparación y el margen de beneficio que se desea obtener.

La mayoría de estos costes no están cuantificados en este proyecto debido la naturaleza académica del mismo, hecho que cambia el ciclo de desarrollo de un producto en muchos aspectos. No obstante, se ha considerado oportuno incluir el coste de materiales por tratarse del coste más objetivo y porque a partir de él, se puede hacer una extrapolación del valor del producto en el mercado considerando los precios de otros productos similares observados en el estudio de mercado.

Del anterior ejercicio se puede observar una tabla resumen donde se ha recopilado el coste total de cada placa de componentes electrónicos, componentes mecánicos y electromecánicos y costes del servicio de fabricación de la placa de circuito impreso:

Concepto	Precio
<b>1. COSTE UNITARIO DE COMPONENTES DE LA INTERFAZ ANALÓGICA</b>	<b>25,17 €</b>
<b>2. COSTE UNITARIO DE COMPONENTES DE LA PLACA BASE.</b>	<b>42,29 €</b>
<b>3. COSTE TOTAL DE COMPONENTES DEL SISTEMA DE ADQUISICIÓN DE SEÑALES ECG (1+2)</b>	<b>67,45 €</b>

Con esto consideramos que se ha cubierto el objetivo de diseñar un dispositivo de bajo coste ya que es un coste asumible y mucho inferior al observado en los productos analizados en la sección estudio de mercado. Por otro lado, los precios de referencia tomados son precios de minorista extraídos de Digikey a 25 de Enero de 2013. Cuando se compran componentes electrónicos por otras vías como son distribuidores oficiales recomendados por los fabricantes (normalmente mayoristas) el descuento por compra de grandes cantidades puede ser de hasta más de 50%. Por ello, los costes finales de fabricación a nivel de materiales de un diseño comercial basado en este prototipo serían mucho menores.



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

En las páginas siguientes se recogen las tablas de coste de componentes de cada una de las placas de circuito impreso de las que consta el proyecto y desglosadas por componentes (Referencia y valor), cantidades y precio.

1. COSTE UNITARIO DE COMPONENTES DE LA INTERFAZ ANALÓGICA		TOTAL		25,17 €
Partes	Valor	Cantidad	Precio Unitario	Precio Total
AFE PCB	AFE PCB	1	2,5	1,875
L1	BK2125HS470-T	1	0,11	0,0825
LED1, LED2	LED CHIPLLED SMD	2	0,09	0,135
JP1, JP2	M06SIP	2	0,19	0,285
R5, R36	0	2	0,08	0,12
R7, R35, R37	100k	3	0,08	0,18
C2, C4, C6, C8, C10, C12, C14, C16, C18, C36	100n	10	0,08	0,6
C23	100p	1	0,08	0,06
R8, R18, R20, R25, R34	10k	5	0,08	0,3
C31	10p	1	0,08	0,06
C1, C3, C5, C7, C9, C11, C13, C15, C17, C19, C24, C25, C26, C27, C30, C34	10u	16	0,15	1,8
R13	11k	1	0,08	0,06
C32, C33	120n	2	0,08	0,12
R19	133k	1	0,08	0,06
R28	14.7k	1	0,08	0,06
R9	196k	1	0,08	0,06
R22, R26, R38, R39, R40	1M	5	0,08	0,3
R12, R14, R15	1MEG	3	0,08	0,18
C20	1u	1	0,08	0,06
R2, R6	2.2k	2	0,08	0,12
R1	20m	1	0,08	0,06
R32	220	1	0,08	0,06
R17	232k	1	0,08	0,06
C35	39n	1	0,08	0,06
C22, C28	4.7n	2	0,08	0,12
R31	4.99k	1	0,08	0,06
R11	412k	1	0,08	0,06
R3	45.3k	1	0,08	0,06
R33	470k	1	0,08	0,06
R10, R16, R24	47k	3	0,08	0,18
R4	54.9k	1	0,08	0,06
R29	6.34k	1	0,08	0,06



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

R30	9.31k	1	0,08	0,06
U1	ADUM5000ARWZ	1	5,78	3,468
Q1	DDTC115EUA-7-F	1	0,2	0,12
U7	IL300-E-X007	1	3,71	2,226
U3	INA333AIDGKR	1	3,79	2,274
U6	OPA2333AIDGKR	1	3,16	1,896
U8	OPA333AIDBVT	1	2,57	1,542
U4, U5	OPA4376AIPWR	2	2,95	3,54
J1, J2, J3	POWER_JACKRCA	3	0,68	1,224
U2	REF3330AIDBZT	1	2,33	1,398
D1	SP3050-04HTG	1	0,79	0,474



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

2. COSTE UNITARIO DE COMPONENTES DE LA PLACA BASE		TOTAL		42,29 €
Valor	Referencias	Cantidad	Precio Unitario	Precio Total
CB PCB	CB PCB	1	2,5	1,375
BK2125HS470-T	L1, L2, L3, L5	4	0,11	0,33
LED CHIPLEAD SMD	LED1, LED2, LED3, LED4	4	0,09	0,27
M02-JST-2-PTH-NO_SILK	JP9	1	0,13	0,0975
M06RA	JP3	1	0,77	0,5775
M06SIP	JP4, JP10	2	0,19	0,285
ZTVS_SMA-ALT	D4	1	0,08	0,06
0	R38, R41	2	0,08	0,12
0	R3, R4, R9, R10, R11, R12, R13, R14, R34, R35, R36, R37	12	0,08	0,72
0	R15, R16, R21, R24, R26, R27, R30, R39, R44, R46, R47, R48, R50, R51, R54, R56, R62, R72	18	0,08	1,08
1.54k	R40, R55	2	0,08	0,12
100k	R31, R32, R69, R74, R76, R77, R78	7	0,08	0,42
100n	C1, C2, C4, C5, C7, C10, C11, C12, C13, C14, C15, C18, C19, C21, C23, C27, C28, C31, C33, C35, C36, C41, C43	23	0,08	1,38
10k	R1, R2	2	0,08	0,12
10k	R5, R6, R7, R8, R18, R19, R20, R22, R23, R29, R52	11	0,08	0,66
10k	R17	1	0,08	0,06
10n	C22, C25, C29	3	0,08	0,18
10p	C42	1	0,08	0,06
10u	C30	1	0,08	0,06
10u/6.3V	C3, C9, C17, C24, C26, C32, C37, C39, C40	9	0,15	1,0125
150p	C38	1	0,08	0,06
15k	R70	1	0,08	0,06
180k	R43	1	0,08	0,06
1MEG	R67	1	0,08	0,06



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

1k	R58, R60, R61	3	0,08	0,18
2.2k	R53, R63, R71	3	0,08	0,18
200k	R75	1	0,08	0,06
20m	R59	1	0,08	0,06
20p	C16, C20	2	0,08	0,12
220	R28, R45, R49	3	0,08	0,18
220p	C34	1	0,08	0,06
32.768kHz	Y1	1	0,2	0,15
330	R33	1	0,08	0,06
330k	R42	1	0,08	0,06
340k	R68	1	0,08	0,06
470k	R25, R57, R65, R66	4	0,08	0,24
60.4k	R73	1	0,08	0,06
69.8k	R64	1	0,08	0,06
7p	C6, C8	2	0,08	0,12
8MHz	Y2	1	0,32	0,24
BK-885-TR	BAT1	1	0,42	0,231
BK2125HS470-T	L4, L6	2	0,11	0,121
BLUETOOTH	U2	1	4,799	2,63945
CDRH6D38NP-100NC	L7	1	0,61	0,3355
DDTA115EUA-7-F	Q1	1	0,2	0,11
DDTC115EUA-7-F	Q2, Q3	2	0,2	0,22
FDS6576	T1, T2	2	1,02	1,122
FT232RL-BASICSSOP	U3	1	3,66	2,013
HY32D_LCD		1	11,997	8,99775
HY32D_LCD HEADER	J1	1	1,87	1,0285
INA214AIDCKT	U5	1	1,75	0,9625
CONN HEADER 20POS DL STR GOLD	JTAG1	1	0,63	0,3465
JUMPER-3PTH	JP5	1	0,08	0,044
LTC3440EMSPBF	U6	1	5,01	2,7555
MCP73837-FCI/UN	U4	1	0,99	0,5445
NTCS0805E3103JMT	NTC	1	0,23	0,1265
PMEG2005CT	D1	1	0,46	0,253
PMEG2010ER	D3, D5, D6, D7	4	0,39	0,858
PTS12066V050	F1	1	0,24	0,132
SP3050-04HTG	D2	1	0,79	0,4345
STAND-OFF	ST1, ST2, ST3, ST4	4	0,3	0,66
STM32F10XVXT6	IC1	1	4,6	4,6
SWITCH-MOMENTARY-2-SMD-1101NE	S1, S2, S3, S4	4	0,54	1,188
USBSMD	X1	1	1,03	0,5665
USD-SOCKETNEW	U1	1	1,6	0,88



## D. DATASHEETS

Los datasheets de los componentes más relevantes utilizados durante el desarrollo del proyecto se adjuntan en el DVD adjunto a la memoria. Junto a ellos, se han guardado también notas de aplicación y otros documentos proporcionados por los fabricantes y que han sido de gran utilidad.

El directorio donde se encuentra almacenada esta documentación se puede seguir a través de la ruta [Desarrollo\Hardware\Componentes](#).

Para conseguir hojas de especificación y notas de aplicación más actualizadas de esos y otros componentes se puede acceder a las páginas de los fabricantes que se listan a continuación:

### Texas Instruments

<a href="#">REF3330AIDBZT</a>	<a href="http://www.ti.com/product/ref3330">http://www.ti.com/product/ref3330</a>
<a href="#">OPA4376AIPWR</a>	<a href="http://www.ti.com/product/opa4376">http://www.ti.com/product/opa4376</a>
<a href="#">OPA2333AIDGKR</a>	<a href="http://www.ti.com/product/opa2333">http://www.ti.com/product/opa2333</a>
<a href="#">INA333AIDGKR</a>	<a href="http://www.ti.com/product/ina333">http://www.ti.com/product/ina333</a>
<a href="#">INA214AIDCKT</a>	<a href="http://www.ti.com/product/ina214">http://www.ti.com/product/ina214</a>

### ST Microelectronics

<a href="#">STM32F103VET6</a>	<a href="http://www.st.com/web/catalog/mmc/FM141/SC1169/SS1031/LN1565/PF164491">http://www.st.com/web/catalog/mmc/FM141/SC1169/SS1031/LN1565/PF164491</a>
-------------------------------	---

### Vishay

<a href="#">IL300-E-X007</a>	<a href="http://www.vishay.com/optocouplers/list/product-83622/">http://www.vishay.com/optocouplers/list/product-83622/</a>
<a href="#">NTCS0805E3103JMT</a>	<a href="http://www.vishay.com/product?docid=29044">http://www.vishay.com/product?docid=29044</a>

### Microchip Technology

<a href="#">MCP73837-FCI/UN</a>	<a href="http://www.microchip.com/wwwproducts/Devices.aspx?dDocName=en531507">http://www.microchip.com/wwwproducts/Devices.aspx?dDocName=en531507</a>
---------------------------------	---

### Linear

<a href="#">LTC3440EMSPBF</a>	<a href="http://www.linear.com/product/LTC3440">http://www.linear.com/product/LTC3440</a>
-------------------------------	---

### FTDI

<a href="#">FT232RL</a>	<a href="http://www.ftdichip.com/Products/ICs/FT232R.htm">http://www.ftdichip.com/Products/ICs/FT232R.htm</a>
-------------------------	---

### OSRAM OPTO SEMICONDUCTORS

<a href="#">LY Q976-P1S2-36</a>	<a href="http://catalog.osram-os.com/catalogue/catalogue.do?favOid=00000000002ffaa00050023&amp;act=showBookmark">http://catalog.osram-os.com/catalogue/catalogue.do?favOid=00000000002ffaa00050023&amp;act=showBookmark</a>
---------------------------------	---



## Memoria del Proyecto Final de Carrera

Sistema Inalámbrico Portátil de Bajo Coste de Adquisición de Señales Electrocardiográficas

### NXP

<a href="#">PMEG2010ER</a>	<a href="http://www.nxp.com/products/automotive/discretes/schottky_rectifiers/PMEG2010ER.html">http://www.nxp.com/products/automotive/discretes/schottky_rectifiers/PMEG2010ER.html</a>
<a href="#">PMEG2005CT</a>	<a href="http://www.nxp.com/products/diodes/medium_power_schottky_diodes_200_ma/PMEG2005CT.html">http://www.nxp.com/products/diodes/medium_power_schottky_diodes_200_ma/PMEG2005CT.html</a>

### Analog Devices

<a href="#">ADUM5000ARWZ</a>	<a href="http://www.analog.com/en/interface-isolation/digital-isolators/adum5000/products/product.html">http://www.analog.com/en/interface-isolation/digital-isolators/adum5000/products/product.html</a>
------------------------------	---

### Fairchild

<a href="#">FDS6576</a>	<a href="http://www.fairchildsemi.com/pf/FD/FDS6576.html">http://www.fairchildsemi.com/pf/FD/FDS6576.html</a>
-------------------------	---

### Abrakon

<a href="#">AB26T-32.768KHZ</a>	<a href="http://www.abracon.com/Resonators/AB26T.pdf">http://www.abracon.com/Resonators/AB26T.pdf</a>
---------------------------------	---

### TXC

<a href="#">9B-8.000MAAJ-B</a>	<a href="http://www.txccrystal.com/images/pdf/9b.pdf">http://www.txccrystal.com/images/pdf/9b.pdf</a>
--------------------------------	---

### Bourns

<a href="#">SMAJ6.0A</a>	<a href="http://www.bourns.com/data/global/pdfs/SMAJ.pdf">http://www.bourns.com/data/global/pdfs/SMAJ.pdf</a>
--------------------------	---

### LittleFuse

<a href="#">SP3050-04HTG</a>	<a href="http://www.littelfuse.com/products/tvs-diode-arrays/lightning-surge-protection/sp3050.aspx">http://www.littelfuse.com/products/tvs-diode-arrays/lightning-surge-protection/sp3050.aspx</a>
------------------------------	---

### Solomon Systech

<a href="#">SSD1289</a>	<a href="http://www.solomon-systech.com/en/product/display-ic/smart-tft-lcd-driver-controller/ssd1289/">http://www.solomon-systech.com/en/product/display-ic/smart-tft-lcd-driver-controller/ssd1289/</a>
-------------------------	---

### JAE

<a href="#">DX2R005HN2E700</a>	<a href="http://jae-connectors.com/en/product_en.cfm?l_code=EN&amp;series_code=DX1/DX2/DX3&amp;product_number=DX2R005HN2E700">http://jae-connectors.com/en/product_en.cfm?l_code=EN&amp;series_code=DX1/DX2/DX3&amp;product_number=DX2R005HN2E700</a>
--------------------------------	---

### Amphenol

<a href="#">101-00660-68-6</a>	<a href="https://www.amphenolcanada.com/StockAvailabilityPrice.aspx?Div=&amp;Application=&amp;username=&amp;PartNum=10100660686">https://www.amphenolcanada.com/StockAvailabilityPrice.aspx?Div=&amp;Application=&amp;username=&amp;PartNum=10100660686</a>
--------------------------------	---

### Switchcraft

<a href="#">PJRAN1X1U04X</a>	<a href="http://www.switchcraft.com/ProductSummary.aspx?Parent=571">http://www.switchcraft.com/ProductSummary.aspx?Parent=571</a>
------------------------------	---