



UNIVERSIDAD DE LA REPÚBLICA
FACULTAD DE INGENIERÍA



Colector de Eventos Cardíacos (ColECars)

MEMORIA DE PROYECTO PRESENTADA A LA FACULTAD DE
INGENIERÍA DE LA UNIVERSIDAD DE LA REPÚBLICA POR

Santiago Castellano, Sol Peluffo, Felipe Robaina

EN CUMPLIMIENTO PARCIAL DE LOS REQUERIMIENTOS
PARA LA FINALIZACIÓN DE LA CARRERA DE
INGENIERÍA ELÉCTRICA.

TUTORES

Germán Andrés Fierro Universidad de la República
Gastón García González Universidad de la República

TRIBUNAL

Federico Davoine Universidad de la República
Álvaro Gómez Universidad de la República
Leonardo Steinfeld Universidad de la República

Montevideo
miércoles 24 junio, 2026

Colector de Eventos Cardíacos (CoLECars), Santiago Castellano, Sol Peluffo, Felipe Robaina.

Esta tesis fue preparada en L^AT_EX usando la clase iietesis (v1.2).
Contiene un total de 176 páginas.
Compilada el miércoles 24 junio, 2026.
<http://iie.fing.edu.uy/>

“If you wish to make an apple pie from scratch,
you must first invent the universe”

CARL SAGAN

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Agradecimientos

Agradecemos enormemente a nuestra familia y amigos, pilares de nuestras vidas, por su apoyo incondicional y su guía permanente.

A la Facultad de Ingeniería y al Instituto de Ingeniería Eléctrica por la excelente calidad de enseñanza brindada, sus formidables docentes y las hermosas personas que nos permitió conocer durante nuestra formación.

A nuestros tutores, Germán y Gastón, por el apoyo académico y humano a lo largo de este proyecto. A Pablo Musé, por su apoyo y guía en el desarrollo de uno de los ejes principales de esta tesis.

A Focus Ingeniería, por recibirnos con los brazos abiertos y prestarnos sus instalaciones, y a nuestros amigos allí, cuyo soporte técnico fue de enorme ayuda. A nuestros amigos en Digital Sense y en Qualabs por las contribuciones técnicas y el apoyo durante el proceso.

Por último, y no por ello menos importante, un agradecimiento a nosotros mismos por el esfuerzo, la tenacidad y disfrute con el que transitamos este bello camino.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Resumen

Este trabajo presenta el desarrollo de un sistema completo para la adquisición, transmisión y análisis de señales de electrocardiograma (ECG) y balistocardiograma (BCG) mediante tecnología vestible, orientado a la estimación no invasiva del *Pre-Ejection Period* (PEP) en post-procesamiento.

El trabajo se organiza en dos ejes principales. En primer lugar, se analiza la factibilidad de estimar el *PEP* a partir de señales adquiridas con un dispositivo vestible previo, utilizando registros de ecocardiografía Doppler de Onda Pulsada como referencia clínica. Se concluye que es posible estimar el *PEP* a partir de señales adquiridas de forma vestible: el dispositivo demuestra una capacidad comparable a la del ecógrafo Doppler y cuenta con mayor margen de mejora, dado que sus fuentes de incertidumbre son controlables por diseño. La validación formal requerirá, en el futuro, una referencia de mayor precisión que la disponible en este trabajo.

En segundo lugar, se diseña e implementa el dispositivo vestible encargado de la adquisición de las señales de ECG y BCG, compuesto por una etapa de acondicionamiento analógico de dos canales con ganancia ajustable de forma independiente, un microcontrolador nRF52840 y firmware desarrollado sobre Zephyr RTOS. El dispositivo cumple el requerimiento de retardo de grupo menor a 2 ms en la banda de interés (6–30 Hz), con una diferencia entre canales de 0,06 ms, despreciable frente a los intervalos de interés clínico. La ganancia total de cada canal es ajustable de forma remota mediante BLE, en el rango de 1040–2000 V/V para el canal ECG y 56–337 V/V para el canal BCG.

El firmware desarrollado extiende la base heredada del proyecto de fin de carrera WeAreBLEps incorporando adquisición multicanal con selección dinámica, control de ganancia independiente por canal mediante potenciómetros digitales y extensión del protocolo BLE de configuración. El software de usuario fue extendido con los controles necesarios para operar las nuevas capacidades del sistema, incluyendo visualización simultánea de ambos canales y exportación de datos por canal independiente.

Se logró estimar el *PEP* mediante el post-procesamiento en PC de las señales de ECG y BCG adquiridas por el dispositivo desarrollado, cerrando el ciclo completo desde la adquisición hasta la estimación del parámetro de interés clínico. La principal limitación identificada es la presencia de ruido periódico en la salida de ambos canales cuando el sistema opera alimentado por batería, atribuida a la respuesta transitoria del regulador del módulo Seeed XIAO BLE nRF52840 ante eventos BLE, cuya mitigación se deja como línea de trabajo futuro.

Glosario

ADC Analog-to-Digital Converter. Conversor analógico-digital.

AFE Analog Front-End. Circuito de acondicionamiento analógico encargado de adaptar las señales al rango del conversor analógico-digital.

BCG Balistocardiografía. Técnica de medición de las aceleraciones mecánicas del cuerpo producidas por la actividad cardíaca.

BLE Bluetooth Low Energy. Protocolo de comunicación inalámbrica de bajo consumo.

Buffer Espacio de memoria destinado al almacenamiento temporal de datos.

Byte Unidad de información digital compuesta por 8 bits.

CMRR Common-Mode Rejection Ratio. Razón de rechazo en modo común. Indica la capacidad de un amplificador diferencial de rechazar señales iguales en ambas entradas.

COP Doppler de Onda Continua. Técnica de captura de velocidad de partículas en movimiento.

CS Chip Select.

CSV Comma-Separated Value. Valores Separados por Comas.

DC Direct Current. Corriente continua.

Devicetree mecanismo de descripción de hardware que permite especificar, de forma declarativa y desacoplada del código fuente, los periféricos, recursos y configuraciones de un hardware.

Devicetree Overlay archivo que permite modificar o extender la descripción de hardware definida en el DeviceTree base de una plataforma, sin alterar los archivos originales.

DOP Doppler de Onda Pulsada. Técnica de captura de velocidad de partículas en movimiento.

Glosario

ECG Electrocardiografía. Técnica de medición de la actividad eléctrica del corazón mediante electrodos superficiales.

EEPROM Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory. Memoria de solo lectura electricamente borrable.

FFT Fast Fourier Transform. Transformada de Fourier para señales discretas, algoritmo rápido.

GPIO General Purpose Input/Output. Pines de Entrada/Salida de Propósito General.

Little-endian Formato de almacenamiento en memoria donde el byte menos significativo (LSB) de un dato multibyte se almacena en la dirección de memoria más baja, y el byte más significativo (MSB) en la dirección más alta.

MFB Multiple Feedback. Topología de filtro activo de segundo orden con un único amplificador operacional y dos lazos de realimentación.

nrfx Biblioteca de controladores de bajo nivel desarrollada por Nordic Semiconductor que proporciona acceso directo a los periféricos del microcontrolador.

Opcode Campo dentro de la trama de un protocolo que identifica el tipo de comando, mensaje o acción que se debe ejecutar en el dispositivo receptor.

PCB Printed Circuit Board. Placa de circuito impreso.

PEP Pre-Ejection Period. Medida del tiempo entre la estimulación eléctrica del corazón y la contracción del ventrículo izquierdo.

RTOS Real Time Operating System. Sistema Operativo de Tiempo Real.

SAADC Successive Approximation ADC. Conversor analógico-digital de aproximaciones sucesivas, periférico interno del microcontrolador nRF52840.

SDK software Development Kit. Kit de desarrollo de software.

Silkscreen Serigrafía del PCB. Capa de impresión gráfica que se coloca sobre la superficie del PCB para identificar y guiar el montaje y uso del circuito..

SMD Surface-Mount Device. Componente electrónico de montaje superficial.

SPI Serial Peripheral Interface. Interfaz Periférica Serial.

U/D Up/Down. Arriba/Abajo.

Wiper Terminal de salida de una resistencia digital cuyo valor de resistencia respecto a uno de los extremos (o respecto a tierra) puede ser configurado digitalmente mediante un registro de control..

Zephyr Sistema operativo en tiempo real (RTOS - Real-Time Operating System) de código abierto, diseñado para dispositivos embebidos.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Tabla de contenidos

Agradecimientos	III
Resumen	V
Glosario	VI
1. Introducción	1
1.1. Motivación	1
1.2. Antecedentes	2
1.3. Descripción del Proyecto	2
1.4. Requerimientos	3
1.5. Objetivos	4
1.6. Marco Teórico	5
1.7. Estructura del Documento	6
2. ¿Es Posible Medir el PEP de Forma Vestible?	7
2.1. Introducción	7
2.2. Estructura del Capítulo	7
2.3. Descripción del Experimento	8
2.4. Adquisición PEP: Dispositivo Previo	9
2.4.1. Estimación de Tiempos Característicos	9
2.4.2. Cálculo del PEP	12
2.5. Adquisición PEP: Ecógrafo Doppler	13
2.5.1. Funcionamiento del Ecógrafo Doppler	13
2.5.2. Estimación de Tiempos Característicos	15
2.5.3. Cálculo del PEP	26
2.6. Sincronización Ecógrafo Doppler - Dispositivo Previo	27
2.6.1. Algoritmo de Sincronización	28
2.6.2. Variantes Implementadas	29
2.7. Comparación de Resultados	30
2.8. Conclusiones	33
3. Diseño de Dispositivo Vestible Adquisidor de ECG y BCG	35
3.1. Introducción	35
3.2. Requerimientos	36
3.3. Arquitectura del Sistema	37

Tabla de contenidos

3.4. Selección de Componentes Activos	37
3.4.1. Acelerómetro (BCG)	38
3.4.2. Amplificadores	38
3.4.3. Tensión de Alimentación	39
3.5. Diseño de Cada Etapa	40
3.5.1. Etapa de Ganancia Variable (Primer Etapa)	40
3.5.2. Etapa de Filtrado MFB (Segunda Etapa Común a Ambos Canales)	42
3.5.3. Etapa de Ganancia Fija (Tercera Etapa)	44
3.5.4. Canales Completos	45
3.6. Implementación	46
3.6.1. Elección de Componentes Pasivos	47
3.6.2. Diseño del Layout	48
3.7. Validación	49
3.7.1. Etapa de Ganancia Variable	51
3.7.2. Respuesta en Frecuencia de la Etapa de Ganancia Variable	52
3.7.3. Respuesta en Frecuencia del MFB	52
3.7.4. Etapa de Ganancia Fija (Tercera Etapa)	53
3.7.5. Ruido en Canales y Alimentación	54
3.7.6. Retardo de Grupo	57
3.7.7. Consumo del <i>AFE</i>	58
3.8. Segunda Versión del Dispositivo	59
4. Firmware	61
4.1. Introducción	61
4.2. Conceptos Base	62
4.3. Requerimientos	62
4.4. Arquitectura Heredada de <i>WeAreBLEps</i>	63
4.5. Extensiones Implementadas En Este Trabajo	63
4.5.1. Adquisición en Múltiples Canales con Selección Dinámica .	64
4.5.2. Ganancia Independiente por Canal	65
4.5.3. Extensión del Protocolo de Configuración BLE	66
4.5.4. Adaptación de Hardware con <i>Overlays</i>	66
4.6. Resultados	67
5. Software	69
5.1. Introducción	69
5.2. Requerimientos	69
5.3. Aplicación Heredada	70
5.4. Cambios Introducidos en Este Trabajo	71
5.4.1. Extensiones en <i>ADCInterface</i>	71
5.4.2. Extensiones en <i>GraphicInterface</i>	72
5.5. Resultados	74

6. Estimación del <i>PEP</i> con el Dispositivo Diseñado	75
6.1. Introducción	75
6.2. Descripción del Experimento	75
6.2.1. Configuración	76
6.2.2. Datos Obtenidos	76
6.3. Procesamiento de Señales	76
6.3.1. Diseño del Filtro FIR	77
6.3.2. Aplicación del Filtro	78
6.4. Estimación de Tiempos Característicos	78
6.4.1. Detección del Pico R (T_R)	79
6.4.2. Detección del Evento I (T_I)	79
6.5. Análisis de Incertidumbre	80
6.5.1. Resolución Temporal (σ_T)	80
6.5.2. Cuantización (σ_C)	80
6.5.3. Ruido (σ_N)	80
6.6. Cálculo del <i>PEP</i> e Incertidumbre Asociada	81
6.7. Análisis de Resultados	82
7. Resultados	83
7.1. Introducción	83
7.2. Análisis de Factibilidad de Estimación del <i>PEP</i> de Forma Vestible	83
7.3. Diseño de Dispositivo Vestible Adquisidor de ECG y BCG	84
7.4. Firmware	85
7.5. Software	85
7.6. Estimación del <i>PEP</i> Sobre el Dispositivo Diseñado	86
8. Conclusiones	89
8.1. Conclusiones Finales	89
8.2. Trabajo Futuro	90
Apéndices	92
A. Funcionamiento del Doppler de Onda Pulsada (DOP)	93
B. Analisis de Incertidumbre: Dispositivo Previo y Ecógrafo Doppler	101
B.1. Influencia de la Cuantización Sobre la Estimación de Máximos	101
B.1.1. Tiempos T_R y T_I del Dispositivo Previo	102
B.1.2. Tiempo T_R Capturas Doppler	102
B.1.3. Tiempo T_{on-est} Capturas Doppler	103
B.2. Influencia del Ruido Sobre la Estimación de Máximos	105
B.2.1. Dispositivo Diseñado	106
C. Medidas: Tiempos Característicos	111
C.1. Tablas para Estimación de <i>PEP</i> Asociado a Dispositivo Previo	112
C.1.1. Tiempo R	112
C.1.2. Tiempo I	113

Tabla de contenidos

C.1.3. PEP Dispositivo	114
C.2. Tablas para Estimación de PEP Asociado a Capturas Doppler . .	116
C.2.1. Tiempo R	116
C.2.2. Tiempo de Onset Etiquetado	117
C.2.3. Tiempo de Onset Estimado por Algoritmo: $T_{\text{on-est}}$	118
C.2.4. PEP Doppler	119
C.3. Algoritmo de Sincronización	121
C.3.1. Método: Picos	121
C.3.2. Método: Crudo	121
C.4. Tablas para la Estimación del PEP: Dispositivo Diseñado	122
C.4.1. Tiempos T_R , T_I y PEP	122
C.4.2. Contribución a Incertidumbre Temporal Debido al Ruido de Adquisición	123
D. Evaluación de Configuración Alternativa del Filtro MFB	125
E. Frecuencia de Resonancia y Propagación de Tolerancias en el Fil- tro MFB	129
E.1. Frecuencia de Resonancia del Fitro Pasa-bajos	129
E.2. Propagación de Tolerancias en f_0	130
F. Diseño del PCB y Revisiones de Hardware	133
F.1. Figuras del Dispositivo Fabricado (Rev1)	133
F.1.1. Esquemáticos	133
F.1.2. Layout y PCB	134
F.2. Cambios para la Segunda Versión (Rev2)	134
F.2.1. Esquemáticos	136
F.2.2. Layout y PCB	136
G. Capturas de la Aplicación de Software	141
Referencias	145
Índice de tablas	148
Índice de figuras	152

Capítulo 1

Introducción

1.1. Motivación

El monitoreo continuo de señales fisiológicas constituye una herramienta fundamental para el diagnóstico, seguimiento y prevención de enfermedades cardiovasculares. La posibilidad de adquirir estas señales de forma no invasiva y en tiempo real abre nuevas oportunidades para el desarrollo de sistemas de monitoreo ambulatorio.

Los sistemas tradicionales de adquisición suelen depender de equipamiento voluminoso y conexiones cableadas, lo que limita la comodidad del usuario y restringe su uso a entornos clínicos controlados. En este contexto, la tecnología vestible (*wearable*) surge como una alternativa que permite realizar mediciones en condiciones más naturales, mejorando la experiencia del usuario y ampliando las posibilidades de aplicación.

Este trabajo se enmarca dentro de una línea de investigación orientada al estudio de la dinámica cardiovascular a partir de la adquisición simultánea de señales de electrocardiograma (ECG) y balistocardiograma (BCG). Estas señales contienen información complementaria: mientras el ECG refleja la actividad eléctrica del corazón, el BCG captura su respuesta mecánica asociada a la eyección de sangre. El verdadero valor de su adquisición conjunta reside en el procesamiento posterior, que permite identificar eventos fisiológicos relevantes tales como el complejo QRS en el ECG y los eventos I, J y K en el BCG, y estimar a partir de estos el *Pre-Ejection Period (PEP)*, que consiste en el tiempo entre la despolarización del ventrículo izquierdo y la apertura de la válvula aórtica, para cada ciclo cardíaco.

Este intervalo temporal, determinado a partir de la correspondencia entre eventos eléctricos y mecánicos, está directamente relacionado con propiedades hemodinámicas del sistema cardiovascular (como la presión central) y constituye una base para la estimación no invasiva de variables de interés clínico. Su validación se apoya en la comparación con mediciones obtenidas mediante ecografía Doppler, que permite medir directamente la velocidad del flujo sanguíneo y actúa como referencia para la identificación de eventos mecánicos.

Capítulo 1. Introducción

1.2. Antecedentes

El presente trabajo se apoya en desarrollos previos tanto a nivel de hardware como de firmware y procesamiento de señales, los cuales constituyen la base sobre la que se construye el sistema propuesto.

WeCartor [1] es un proyecto orientado a la adquisición de señales fisiológicas que sienta las bases del diseño de hardware analógico para la captura de señales débiles. En este trabajo se reutiliza principalmente su arquitectura de front-end analógico, introduciendo ajustes y adaptaciones para adecuarla a los requerimientos específicos de adquisición de ECG y BCG en un contexto vestible.

WeAreBLEps [2] es una plataforma que integra adquisición de señales y transmisión mediante *Bluetooth Low Energy* (BLE), y constituye la base del firmware y software utilizados en este trabajo. A partir de esta implementación se desarrollan extensiones que incluyen soporte multicanal, mejoras en el protocolo de comunicación, control independiente de parámetros de adquisición y adaptación a una nueva plataforma de hardware.

Finalmente, la tesis de doctorado de Germán Fierro [3] enmarca este trabajo dentro de una línea de investigación orientada al análisis de la dinámica cardiovascular mediante la combinación de ECG, BCG y ecografía Doppler. En dicha tesis se desarrollan las bases teóricas y metodológicas para la identificación de eventos cardíacos y la estimación de tiempos característicos, así como su validación frente a técnicas de referencia. El sistema desarrollado en la presente tesis actúa como plataforma de adquisición que habilita la obtención de los datos necesarios para aplicar y extender dichos métodos.

1.3. Descripción del Proyecto

El proyecto consiste en el desarrollo de un sistema integral para la adquisición, transmisión, visualización y análisis de señales biomédicas, orientado al estudio de la dinámica cardiovascular a partir de señales eléctricas y mecánicas del corazón.

Estimación del *PEP* y Validación

Un primer eje del trabajo consiste en evaluar la viabilidad de estimar el *Pre-Ejection Period* (*PEP*, definido en la sección 1.6) a partir de señales adquiridas con un dispositivo vestible. Para ello, se procesan registros de ECG y BCG obtenidos con el dispositivo previo desarrollado en la tesis de doctorado de Germán Fierro [3], apareándolos con señales capturadas por un ecógrafo Doppler en simultáneo. A partir de ambas fuentes se estiman tiempos característicos del ciclo cardíaco y se comparan los resultados, analizando su compatibilidad y las fuentes de incertidumbre asociadas.

Hardware

El hardware desarrollado se encarga de la adquisición de señales fisiológicas de baja amplitud, en particular electrocardiograma (ECG) y balistocardiograma (BCG). Para ello, se implementa una etapa de acondicionamiento analógico basada en el diseño proveniente de *WeCartor*, adaptada a los requerimientos específicos de este trabajo. Dicha etapa incluye amplificación de señales de baja amplitud, filtrado analógico para limitar la banda de interés y reducir ruido, y adaptación de niveles para su correcta digitalización. Las señales acondicionadas son adquiridas mediante el ADC del microcontrolador, garantizando una resolución y frecuencia de muestreo adecuadas para el posterior procesamiento.

Firmware y Software

El firmware se implementa sobre una plataforma embebida basada en un microcontrolador nRF52840, utilizando *nRF Connect SDK*¹ y *Zephyr RTOS*². Sus responsabilidades abarcan la configuración del ADC, la gestión del muestreo periódico, el control de la ganancia de cada canal y la transmisión de datos en tiempo real mediante BLE. Por su parte, el software de usuario (PC) gestiona la conexión BLE, habilita la configuración remota de parámetros de adquisición (frecuencia de muestreo, ganancia variable, etc.), ofrece visualización en tiempo real y permite el registro y exportación de datos.

1.4. Requerimientos

El sistema desarrollado debe cumplir con los siguientes requerimientos generales:

- Adquisición simultánea de señales ECG y BCG con ganancia ajustable de forma independiente por canal.
- Configuración dinámica de parámetros del sistema (ganancia, canales, frecuencia de muestreo).
- Transmisión inalámbrica de datos desde la plataforma vestible hacia el software de usuario en tiempo real mediante BLE.
- Visualización y exportación de señales en una aplicación de usuario ejecutable en PC.
- Retardo de grupo menor a 2 ms en la banda de interés (6 Hz–30 Hz) en ambos canales, con diferencia entre canales despreciable frente a los intervalos de interés clínico. Un retardo de grupo constante en la banda de interés implica

¹<https://www.nordicsemi.com/Products/Development-software/nRF-Connect-SDK>

²<https://www.zephyrproject.org/>

Capítulo 1. Introducción

que todas las componentes en frecuencia en la banda son desplazadas el mismo tiempo, preservando la integridad temporal de las señales.

1.5. Objetivos

Objetivo General

Desarrollar un sistema embebido capaz de adquirir, transmitir y procesar señales biomédicas (ECG y BCG), orientado a la estimación de parámetros temporales relevantes para el análisis cardiovascular.

Objetivos Específicos

- Validar el uso de las medidas temporales adquiridas por el ecógrafo Doppler como conjunto de referencia para la validación del dispositivo vestible.
- Diseñar e implementar la etapa de adquisición analógica para señales ECG y BCG.
- Desarrollar y adaptar el firmware para adquisición multicanal y transmisión mediante BLE.
- Implementar una aplicación de software para configuración y visualización de señales.
- Integrar el sistema completo (hardware, firmware y software).
- Analizar las señales adquiridas y estimar el *PEP* entre eventos fisiológicos.

Alcance

El presente trabajo abarca el diseño e implementación de un dispositivo vestible capaz de capturar señales de ECG y BCG y transmitir dichas señales hacia una aplicación de escritorio (PC) en tiempo real mediante BLE, permitiendo la visualización de las mismas y su posterior posprocesamiento. Dicho dispositivo debe permitir ser anclado mecánica y eléctricamente a una cinta deportiva (electrodos secos). No se incluye la validación clínica del sistema ni su certificación para uso médico, quedando estos aspectos fuera del alcance de la tesis.

En lo que respecta al desarrollo de firmware y software, el alcance de este proyecto consistirá en extender lo desarrollado en *WeAreBLEps* [2] tanto como sea necesario para adaptarlos al nuevo hardware a controlar. Asimismo, se contempla la actualización de bibliotecas y plataformas de desarrollo empleadas por [2], con el objetivo de mantener la base de código vigente.

El trabajo comprende, además, un estudio sobre la viabilidad de la estimación del *PEP* a partir de señales de ECG y BCG adquiridas simultáneamente mediante el dispositivo vestible desarrollado en la tesis de doctorado de Germán Fierro

[3], tomando como referencia capturas de un equipo de ecocardiografía Doppler de Onda Pulsada. Este estudio implica el desarrollo de algoritmos de estimación de tiempos característicos y *PEP* para capturas de ecocardiografía Doppler, y dispositivos vestibles que capturan ECG y BCG.

1.6. Marco Teórico

Electrocardiograma (ECG)

El electrocardiograma es el registro de la actividad eléctrica del corazón que puede obtenerse mediante electrodos colocados sobre la superficie corporal. Su morfología característica se repite en cada ciclo cardíaco: la onda P refleja la despolarización auricular, el complejo QRS corresponde a la despolarización ventricular y la onda T a su repolarización. El pico R del complejo QRS constituye el punto de referencia temporal más utilizado en el análisis de señales cardíacas por su alta amplitud y fácil detección algorítmica. El ECG es entonces una señal cuasi-periódica, de frecuencia igual a la frecuencia cardíaca y de ancho de banda [6, 30] Hz [4]. Un ejemplo de ECG (en rojo) para un único ciclo cardíaco se ilustra en la figura 1.1, se marcan (•) también los eventos Q, R y S.

Balístocardiograma (BCG)

El balístocardiograma es el registro de las vibraciones mecánicas del cuerpo generadas por la eyección de sangre durante el ciclo cardíaco. Su morfología presenta una secuencia de puntos característicos designados H, I, J, K y L, cada uno asociado a un evento hemodinámico específico [5]. El BCG es entonces una señal cuasi-periódica, de frecuencia igual a la frecuencia cardíaca y de ancho de banda [6, 30] Hz [6]. Un ejemplo de BCG (en azul) para un único ciclo cardíaco se ilustra en la figura 1.1, se marcan (•) los eventos I, J y K.

Período de pre-eyección (*PEP*)

El *Pre-Ejection Period* (*PEP*) se define como el tiempo transcurrido desde el inicio de la despolarización ventricular hasta la apertura de la válvula aórtica. Su valor típico en adultos en reposo se sitúa entre 40 y 120 ms, y variaciones en este parámetro han sido vinculadas con cambios en la precarga, la poscarga y la contractilidad miocárdica [7]. Clínicamente, el *PEP* se obtiene combinando registros de ECG y ecocardiografía Doppler (eco-Doppler), identificando respectivamente el inicio del complejo QRS y el tiempo de apertura de la válvula aórtica (T_{on}) inferido a partir de la velocidad del flujo sanguíneo aórtico. Como alternativas, la literatura propone reemplazar el inicio del QRS por el evento R del ECG [8], y la ecocardiografía Doppler por la diferencia temporal entre este evento R (T_R) y el evento I (T_I) del BCG [3] [9], tal como se ilustra en la figura 1.1. A lo largo del documento, se le llamará tiempos característicos a los tiempos T_{on} , T_R y T_I .

Capítulo 1. Introducción

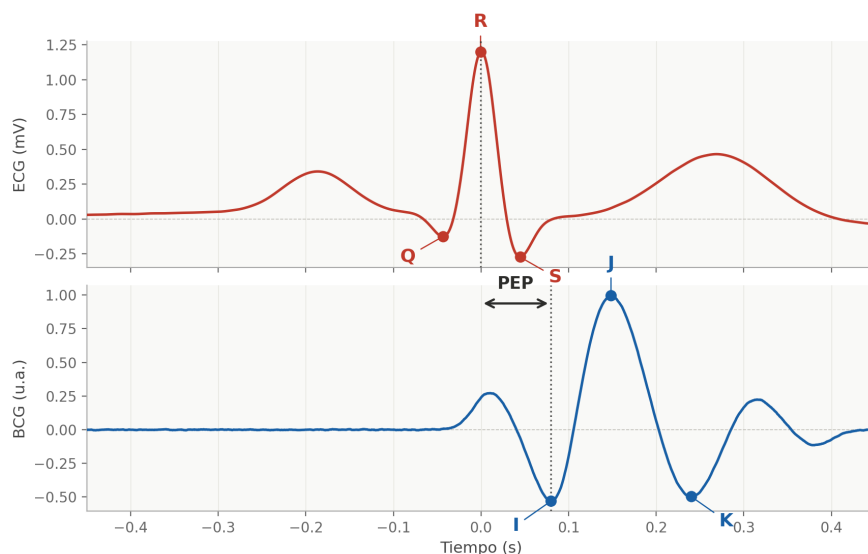


Figura 1.1: Ilustración conjunta de señales de ECG (panel superior, rojo) y BCG (panel inferior, azul) alineadas en el tiempo, con los eventos principales de cada señal (marcados con \bullet y \bullet). En el ECG se indican los picos **Q**, **R** y **S** del complejo QRS; en el BCG los eventos **I**, **J** y **K**, cuyo eje vertical correspondiente a unidades de aceleración. Las líneas punteadas verticales y la flecha de doble punta señalan el intervalo *PEP* entre el pico R y el evento I. Las señales fueron generadas sintéticamente: el ECG mediante el modelo ECGSYN implementado en *NeuroKit2* [10], y el BCG mediante un modelo paramétrico de gaussianas asimétricas [5].

1.7. Estructura del Documento

El documento se organiza de la siguiente manera. El capítulo 2 aborda la pregunta de si es posible medir el *PEP* de forma vestible, presentando el procesamiento de señales adquiridas durante la tesis de Doctorado de Germán Fierro con su dispositivo diseñado y un equipo de eco-Doppler, la estimación del *PEP* a partir de ambos sistemas y la comparación de los resultados obtenidos. El capítulo 3 describe el diseño, implementación y validación del dispositivo vestible propuesto en esta tesis para la adquisición de señales de ECG y BCG. El capítulo 4 presenta el desarrollo del firmware del sistema embebido, detallando la configuración del ADC, la gestión del muestreo y la transmisión de datos mediante BLE. El capítulo 5 describe la aplicación de usuario, cubriendo la gestión de la conexión inalámbrica, la visualización en tiempo real y el registro de datos. El capítulo 6 detalla el procedimiento empleado para estimar el *PEP* a partir de las señales adquiridas con el dispositivo diseñado, incluyendo el procesamiento de señales, la detección de tiempos característicos y el análisis de incertidumbre asociado. El capítulo 7 presenta los resultados de la integración y validación del sistema completo. Finalmente, el capítulo 8 resume las conclusiones de este proyecto y propone líneas de trabajo futuro.

Capítulo 2

¿Es Posible Medir el PEP de Forma Vestible?

2.1. Introducción

El *Pre-Ejection Period* (PEP) es un parámetro hemodinámico que refleja el estado contráctil del ventrículo izquierdo y constituye un indicador de interés en el estudio de la dinámica cardiovascular. Su medición clínica convencional se basa en técnicas de imagen como la ecocardiografía Doppler, que requieren equipamiento especializado y condiciones de uso que son incompatibles con el monitoreo continuo o ambulatorio.

En su tesis de doctorado, Germán Fierro propuso estimar el PEP a partir de la adquisición simultánea de ECG y BCG (balistocardiograma) [3], señales que pueden capturarse con electrónica integrable en un dispositivo vestible, y desarrolló un prototipo con ese propósito. Como parte de dicho trabajo, Fierro realizó una sesión clínica en la que el dispositivo vestible y un ecógrafo Doppler adquirieron señales en simultáneo. Se profundiza sobre esta en la sección 2.3.

El presente capítulo utiliza los registros obtenidos en esa sesión para evaluar experimentalmente la viabilidad de la propuesta. A partir de los datos provistos, se desarrollaron métodos de procesamiento independientes para estimar el PEP desde cada sistema, y se compararon los resultados obtenidos. Las conclusiones permiten responder la pregunta que da título al capítulo.

2.2. Estructura del Capítulo

El capítulo se organiza siguiendo el flujo lógico del análisis ilustrado en la figura 2.1. En primer lugar, la sección 2.3 describe el experimento llevado a cabo: la adquisición simultánea de señales con el dispositivo vestible y el ecógrafo Doppler, junto con el procedimiento de sincronización manual empleado durante la sesión clínica.

A continuación, las secciones 2.4 y 2.5 presentan, de forma independiente, la

Capítulo 2. ¿Es Posible Medir el PEP de Forma Vestible?

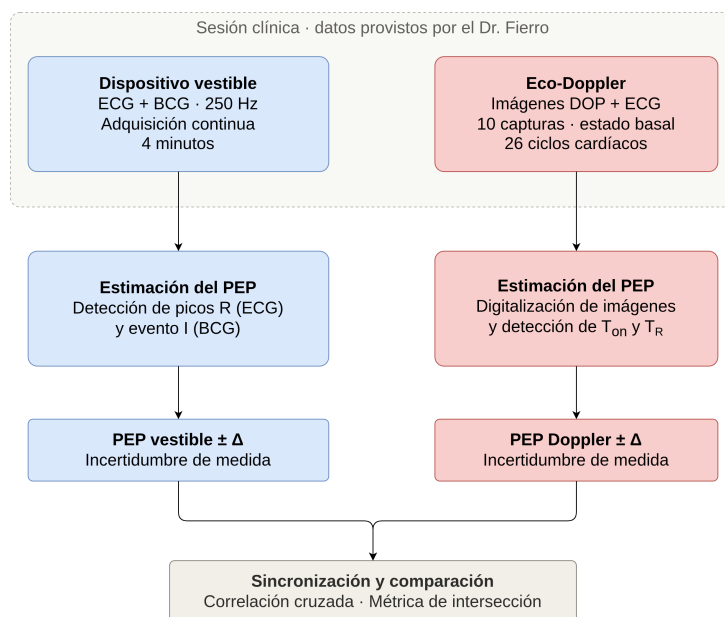


Figura 2.1: Flujo lógico A partir de los datos adquiridos en simultáneo por el dispositivo vestible (ECG y BCG) y el ecógrafo Doppler (imágenes Doppler y ECG), se estima el PEP de forma independiente con cada sistema. Ambas estimaciones se sincronizan temporalmente mediante correlación cruzada y se comparan par a par.

estimación del PEP a partir de cada sistema. La primera detalla cómo se obtiene el PEP del dispositivo vestible a partir de los eventos R del ECG e I del BCG, incluyendo un análisis de incertidumbre. La segunda describe el funcionamiento del Doppler de Onda Pulsada, el proceso de digitalización de las imágenes adquiridas y la estimación del PEP a partir de los tiempos T_{on} y T_R definidos en la sección 1.6.

Una vez obtenidas ambas estimaciones, la sección 2.6 explica el algoritmo de sincronización empleado para alinear temporalmente los registros de ambos sistemas. Finalmente, la sección 2.7 presenta la comparación par a par de los resultados y un análisis de Bland-Altman [11], a partir de los cuales se elaboran las conclusiones del capítulo.

2.3. Descripción del Experimento

El objetivo fue adquirir simultáneamente señales de ECG y BCG con el dispositivo vestible y registros de ecocardiografía Doppler, con el fin de contar con una referencia clínica que permita analizar los eventos del ciclo cardíaco a partir de las señales vestibles. El experimento fue realizado sobre un único sujeto en una sesión clínica conducida bajo supervisión médica.

Equipo

Las señales de ECG y BCG fueron adquiridas con el dispositivo vestible desarrollado en la tesis de doctorado de Germán Fierro [3], con una frecuencia de muestreo de 250 Hz. Simultáneamente, se utilizó el ecógrafo Doppler General Electric Vivid iQ [12] para la adquisición de capturas de ecocardiografía Doppler. Cada captura de ecocardiografía Doppler incluye además una traza de ECG obtenida mediante electrodos de superficie colocados sobre el sujeto durante la adquisición ecográfica.

Condiciones Experimentales

Las mediciones se realizaron con el sujeto en reposo (**condición basal**). El conjunto de datos resultante comprende diez capturas de ecocardiografía Doppler, cada una capturando al menos dos ciclos cardíacos completos, obteniéndose para todas las capturas 26 ciclos cardíacos sobre los cuales extraer características temporales. Para cada captura de ecocardiografía Doppler se dispone del segmento correspondiente de señales ECG y BCG del dispositivo vestible.

Sincronización Entre Sistemas

Dado que el dispositivo vestible y el ecógrafo Doppler operan de forma independiente, la sincronización entre ambos registros se realizó de manera manual. En el momento de cada captura de ecocardiografía Doppler se registró un índice de muestra aproximado (*entry time*) correspondiente al instante en curso de la grabación vestible. Este procedimiento permite la alineación temporal entre las señales del dispositivo vestible y los datos ecocardiográficos.

2.4. Adquisición PEP: Dispositivo Previo

2.4.1. Estimación de Tiempos Característicos

En la figura 2.2 se ilustra un ejemplo de señales de ECG y BCG para tres ciclos cardíacos capturados por el dispositivo previo en el experimento. Se marcan los tiempos característicos T_I y T_R asociados al evento I y al pico R respectivamente. Se ilustra también el PEP. Estos tiempos fueron hallados algorítmicamente, mediante el procedimiento detallado a continuación.

Capítulo 2. ¿Es Posible Medir el PEP de Forma Vestible?

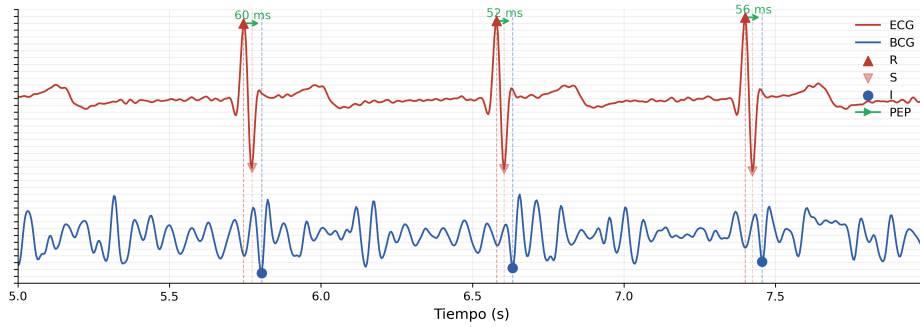


Figura 2.2: Señales de ECG (en rojo) y BCG (en azul) capturadas con el dispositivo previo, e indica tiempos característicos estimados T_R (\blacktriangle), T_I (\bullet). El PEP se representa con una flecha verde.

Para cada ciclo cardíaco, el PEP se estima como

$$PEP = T_I - T_R, \quad (2.1)$$

donde T_I corresponde al tiempo de evento I asociado al BCG, y T_R corresponde al tiempo de pico R asociado al ECG.

Estimación de T_R

Para estimar los tiempos de pico T_R en cada ciclo, se utiliza la función `find_peaks` de la librería `scipy` de Python. Esta función permite detectar máximos relativos con sus respectivas abscisas para ciertos criterios de umbralización. Para esta aplicación, se asumen las siguientes condiciones morfológicas:

- La distancia entre picos R está en el rango $[0,27, 3]$ s, que implica una cantidad de picos R por minuto en el rango $[20, 220]$. Esta cantidad se corresponde a los latidos por minuto.
- El ancho de pico R está en el intervalo $[8, 60]$ ms.
- El pico R debe sobresalir un 50% del valor promedio del ECG.

Estos criterios y parámetros conducen a una estimación robusta de los picos.

Estimación de T_I

Se identifica el T_I como el primer mínimo relativo en el BCG posterior al intervalo QRS en el ECG.

Para estimar el final del intervalo QRS es necesario identificar los picos S , los cuales corresponden a la deflexión negativa inmediatamente posterior a cada pico R . Dado que estos picos son negativos, se invierte la porción negativa de la señal antes de aplicar `find_peaks`, **permitiendo tratarlos como máximos relativos**. Se realiza una búsqueda inicial de candidatos con los mismos criterios

2.4. Adquisición PEP: Dispositivo Previo

morfológicos que los picos R y se selecciona un candidato más cercano a cada pico R.

En las tablas C.1 y C.2 en el apéndice C se encuentran las estimaciones de los tiempos característicos para las señales adquiridas por el dispositivo.

Análisis de Incertidumbre

En rigor, cada tiempo estimado se representa como

$$\begin{cases} T_R = \widehat{T}_R \pm \Delta T_R \\ T_I = \widehat{T}_I \pm \Delta T_I, \end{cases}$$

donde \widehat{T}_R y \widehat{T}_I denotan las estimaciones puntuales, mientras que ΔT_R , ΔT_I corresponden a sus respectivas incertidumbres.

Estas incertidumbres dependen de:

$$\begin{cases} \Delta T_I = \sigma_{I_T} + \sigma_{I_C} + \sigma_{I_N} \\ \Delta T_R = \sigma_{R_T} + \sigma_{R_C} + \sigma_{R_N} \end{cases},$$

donde cada término representa una fuente de incertidumbre distinta:

- σ_{I_T} y σ_{R_T} corresponden a la incertidumbre introducida por el muestreo temporal de las señales BCG y ECG, respectivamente.
- σ_{I_C} y σ_{R_C} corresponden a la incertidumbre asociada a la cuantización en voltaje, producida por la etapa de conversión analógico-digital. Si bien la cuantización no desplaza directamente la ubicación del máximo, limita la resolución con la que este puede ser detectado por los algoritmos mencionados previamente.
- σ_{I_N} y σ_{R_N} corresponden a la incertidumbre debida al ruido introducido durante la adquisición de las señales.

La incertidumbre por muestreo depende únicamente del período de muestreo $T_s = \frac{1}{250} = 4$ ms, y es idéntica para ambas señales:

$$\sigma_{I_T} = \sigma_{R_T} = T_s = 4 \text{ ms.}$$

El desarrollo completo de la contribución a la incertidumbre debido a la cuantización en voltaje se encuentra en el apéndice B. La expresión final de la componente asociada a la cuantización en voltaje para ambos tiempos característicos es:

$$\begin{cases} \sigma_{R_C} = \sqrt{\frac{2 \Delta q}{|\ddot{v}_{\text{ECG}}(T_R)|}} \\ \sigma_{I_C} = \sqrt{\frac{2 \Delta q}{|\ddot{v}_{\text{BCG}}(T_I)|}} \end{cases},$$

donde $\ddot{v}_{\text{ECG}}(t)$ y $\ddot{v}_{\text{BCG}}(t)$ denotan las segundas derivadas temporales de las señales de voltaje adquiridas y Δq el paso de cuantización del convertor analógico-digital.

Capítulo 2. ¿Es Posible Medir el PEP de Forma Vestible?

Cualitativamente, esta expresión indica que la incertidumbre crece tanto al aumentar el paso de cuantización como al disminuir la curvatura del pico en el instante de detección, es decir, picos menos pronunciados resultan en una localización menos precisa de su máximo (R) o mínimo local (I). Dado que las señales son discretas, la segunda derivada se estima numéricamente mediante diferencias finitas centradas alrededor del máximo detectado.

En las tablas C.1 y C.2 en el apéndice C se encuentran los valores de los tiempos característicos estimados, con las estimaciones de su curvatura asociada. Los valores de $|\ddot{v}_{ECG}(T_R)|$ y $|\ddot{v}_{BCG}(T_I)|$ resultan estables entre mediciones y del orden de 10^7 V/s^2 . Para un paso de cuantización $\Delta q = \frac{3.3}{2^{10}} \text{ V}$, se obtiene entonces

$$\sigma_{RC} = \sigma_{IC} \simeq \sqrt{\frac{2 \times \frac{3.3}{2^{10}}}{10^7}} \simeq 3,223 \times 10^{-10} \approx 0 \text{ ms},$$

por lo cual se despreciará la contribución de la cuantización a la incertidumbre asociada a T_R y T_I

Los términos σ_{RN} y σ_{IN} , asociados al ruido introducido durante la adquisición, no serán estimados en este trabajo debido a que no se dispone de caracterizaciones del ruido a la salida del canal. En consecuencia, los valores de ΔT_I y ΔT_R obtenidos constituyen una cota inferior de la incertidumbre real. Sustituyendo en la ecuación (2.4.1) se obtiene

$$\begin{cases} \Delta T_R \geq 4 \text{ ms} \\ \Delta T_I \geq 4 \text{ ms} \end{cases}.$$

En lo que sigue del desarrollo se asumirá el mejor caso para el cual la contribución del ruido es despreciable para las señales capturadas por el dispositivo previo, es decir $\Delta T_R = \Delta T_I = 4 \text{ ms}$.

2.4.2. Cálculo del PEP

En la figura 2.2 se aprecia el PEP estimado para tres ciclos cardíacos consecutivos capturados a partir de las señales dispositivo previo. Teniendo en cuenta la ecuación (2.1), las estimaciones de PEP con sus respectivas incertidumbres quedan determinadas por

$$\begin{cases} PEP_{disp} = \widehat{PEP}_{disp} \pm \Delta PEP_{disp} \\ \Delta PEP_{disp} = \Delta T_R + \Delta T_I \end{cases}.$$

En la tabla C.3 en el apéndice C se encuentran los PEP_{disp} estimados para las series del dispositivo. El PEP promedio para todos los ciclos con su incertidumbre es:

$$\overline{PEP}_{disp} = 61 \pm 8 \text{ ms}.$$

Este valor es concordante con el rango de valores típicos para adultos en reposo mencionado en la sección 1.6. La incertidumbre relativa promedio resulta

$$u_{R_{disp}} = \frac{\Delta PEP_{disp}}{\overline{PEP}_{disp}} = \frac{8}{61} \cdot 100 \simeq 13 \%,$$

2.5. Adquisición PEP: Ecógrafo Doppler

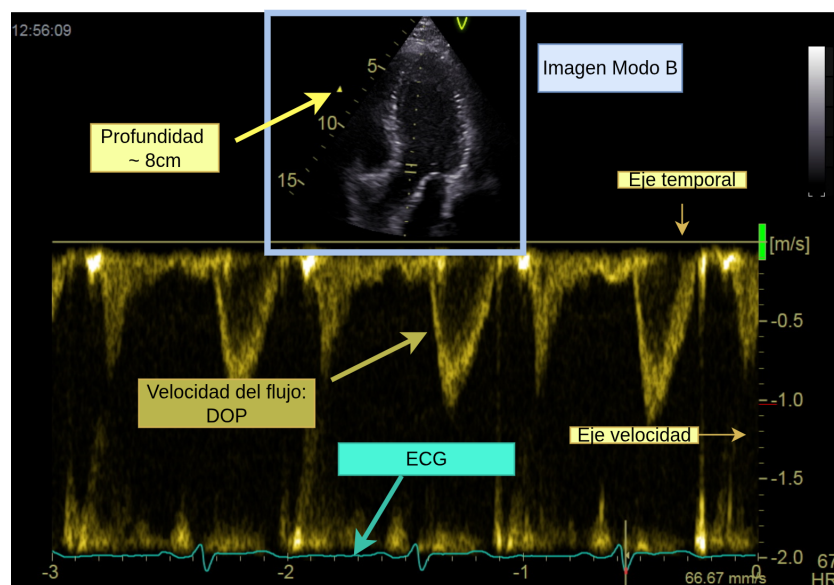


Figura 2.3: Captura de ecocardiografía Doppler obtenida con el ecógrafo General Electric Vivid iQ, indicando la velocidad del flujo (DOP), el ECG de la misma, con el eje temporal asociado y la imagen en modo B.

lo que se consideramos una precisión aceptable. Cabe destacar que esta incertidumbre es mejorable en la medida en que se adopte una frecuencia de muestreo más alta. Versiones posteriores del dispositivo, permiten regular f_s hasta 10 kHz [2], lo cual reduciría la incertidumbre absoluta a $\Delta PEP_{disp} \simeq 2$ ms (para una contribución del ruido despreciable) y la relativa a $u_{R_{disp}} \simeq 2\%$, representando una mejora sustancial en términos de precisión.

2.5. Adquisición PEP: Ecógrafo Doppler

2.5.1. Funcionamiento del Ecógrafo Doppler

Cada captura de ecocardiografía Doppler consiste en una imagen del ecógrafo Doppler durante el experimento. En la figura 2.3 se ilustran las principales magnitudes presentes en una captura típica: el espectro Doppler, que muestra la distribución de velocidades del flujo a lo largo del tiempo, el ECG adquirido en simultáneo, y la imagen en modo B utilizada para localizar el ventrículo izquierdo y definir la región de interés en profundidad.

La técnica utilizada es el Doppler de Onda Pulsada (DOP), que estima la velocidad del flujo a partir del desfase entre pulsos de ultrasonido sucesivos. Estos pulsos se denominan ecos y son reflejados por las partículas en movimiento [13] [14]. En el apéndice A se incluye una descripción detallada del funcionamiento del ecógrafo Doppler. A continuación se presenta un breve resumen de este funcionamiento.

Capítulo 2. ¿Es Posible Medir el PEP de Forma Vestible?

Muestreando cada eco reflejado por una única partícula en movimiento a tasa f_{PRF} , se obtiene una señal cuya frecuencia aparente es:

$$f_a = f_0 \frac{2v_z}{c}, \quad (2.2)$$

donde f_0 es la frecuencia del pulso transmitido, v_z la velocidad axial de la partícula, y $c = 1540 \text{ m/s}$ la velocidad del sonido en tejidos blandos.

En presencia de múltiples partículas, la FFT de la señal muestreada exhibe picos en las frecuencias asociadas a cada velocidad presente, con amplitud proporcional a la cantidad de partículas que se desplazan a dicha velocidad. De este modo, el espectro de frecuencias reconstruye directamente el perfil de velocidades del volumen de muestra, y la velocidad se recupera despejando de la ecuación (2.2):

$$v_z = \frac{c f_a}{2f_0},$$

donde f_a es la frecuencia de cada pico detectado en la FFT.

La condición de no aliasing está determinada por la tasa de muestreo f_{PRF} y la velocidad máxima de las partículas en movimiento v_{max} :

$$f_{PRF} \geq 2f_{a_{max}} \Leftrightarrow f_{PRF} \geq 4 \frac{v_{max} f_0}{c} \Leftrightarrow T_{PRF} \leq \frac{c}{4v_{max} f_0}, \quad (2.3)$$

Esencialmente, el DOP es un espectrograma de pulsos de ultrasonido reflejados, donde su eje de frecuencias se reescala para representar las velocidades asociadas al volumen de partículas en movimiento.

Resolución de las Adquisiciones

Para validar que la resolución de las imágenes capturadas (Δv_{imagen} y Δt_{imagen}) es representativa de la resolución real de las señales DOP ($\Delta v_{señal}$ y $\Delta t_{señal}$), se infieren los parámetros del equipo a partir de las cantidades observables en la imagen (escala de velocidades y profundidad). Para todas las capturas obtenidas con el General Electric Vivid-IQ, la profundidad $D = 8 \text{ cm}$ y la velocidad máxima $v_{m\acute{a}x} = 2 \text{ m/s}$ permanecen fijas.

Combinando la condición de no *aliasing* en la ecuación 2.3 con la restricción por profundidad ($T_{PRF} > 2D/c$), se infiere que $f_{PRF} \in [7,9, 9,5] \text{ kHz}$. Se asume para los razonamientos a continuación que $f_{PRF} = 9 \text{ kHz}$. La resolución temporal está determinada por la cantidad de pulsos N necesarios para construir cada FFT, ya que cada perfil de velocidades requiere acumular N muestras a tasa f_{PRF} :

$$\Delta t = \frac{N}{f_{PRF}}.$$

La resolución en velocidad, a su vez, queda fijada por la resolución frecuencial de esa misma FFT: con N puntos se distinguen N bins en el rango $[0, v_{m\acute{a}x}]$, por lo que

$$\Delta v = \frac{v_{m\acute{a}x}}{N}.$$

2.5. Adquisición PEP: Ecógrafo Doppler

Considerando el rango típico $32 \leq N \leq 128$ [15] [16], las resoluciones teóricas resultan:

$$\Delta v_{\text{señal}} \in [16, 63] \text{ mm/s}, \quad \Delta t_{\text{señal}} \in [3, 14] \text{ ms.}$$

Se estiman las resoluciones de las capturas considerando el ancho en píxeles y la escala del eje temporal y de velocidad señalados en la figura 2.3. Las resoluciones medidas son

$$\Delta v_{\text{imagen}} = 67 \text{ mm/s}, \quad \Delta t_{\text{imagen}} = 3,5 \text{ ms}, \quad (2.4)$$

valores concordantes con el rango teórico del DOP. El desarrollo completo del modelo, incluyendo la derivación de las condiciones de no aliasing, resolución frecuencial y fuentes del ruido DOP, se presenta en el apéndice A.

2.5.2. Estimación de Tiempos Característicos

Para cada ciclo cardíaco el PEP es

$$PEP = T_{on} - T_R, \quad (2.5)$$

donde T_{on} es el tiempo de apertura de la válvula aórtica, también denominado tiempo de onset, y T_R es el tiempo de pico R asociado al ECG.

El T_{on} se identifica en el DOP como el instante en que ocurre la transición abrupta entre la fase de velocidad constante y el incremento de velocidad asociado a la contracción del ventrículo izquierdo.

En la figura 2.4 se representa un esquema de las alternativas posibles para estimar los tiempos característicos de las capturas. En el caso de los picos R , dado que la señal ECG no presenta ruido considerable, cada T_R se estima hallando el máximo local en cada ciclo de la señal digitalizada. Para la extracción de los T_{on} , se proponen dos alternativas. La primera consiste en etiquetado manual (T_{on-etc}), justificado por la naturaleza ruidosa de la señal DOP, que dificulta una detección automática confiable. La segunda propone estimar los T_{on} mediante un algoritmo aplicado sobre la señal DOP digitalizada (T_{on-est}), el cual se describe más adelante.

El proceso de **digitalización** referenciado en la figura 2.4 consiste en la transformación de una imagen de dimensión $N \times M$

$$I : \{0, \dots, N - 1\} \times \{0, \dots, M - 1\} \rightarrow \mathbb{R}^3, \quad I(i, j) = (R_{ij}, G_{ij}, B_{ij})$$

donde i indexa el eje vertical y j el horizontal, en una serie temporal discreta

$$\bar{i} : \{0, \dots, M - 1\} \rightarrow \mathbb{R}$$

mediante operaciones sucesivas sobre los píxeles. La correspondencia entre el índice j y el tiempo se establece a través de una transformación $t[j]$, de modo que la serie resultante se expresa como $\bar{i}(t[j])$. Este proceso es específico para cada tipo de señal, DOP y ECG.

Capítulo 2. ¿Es Posible Medir el PEP de Forma Vestible?

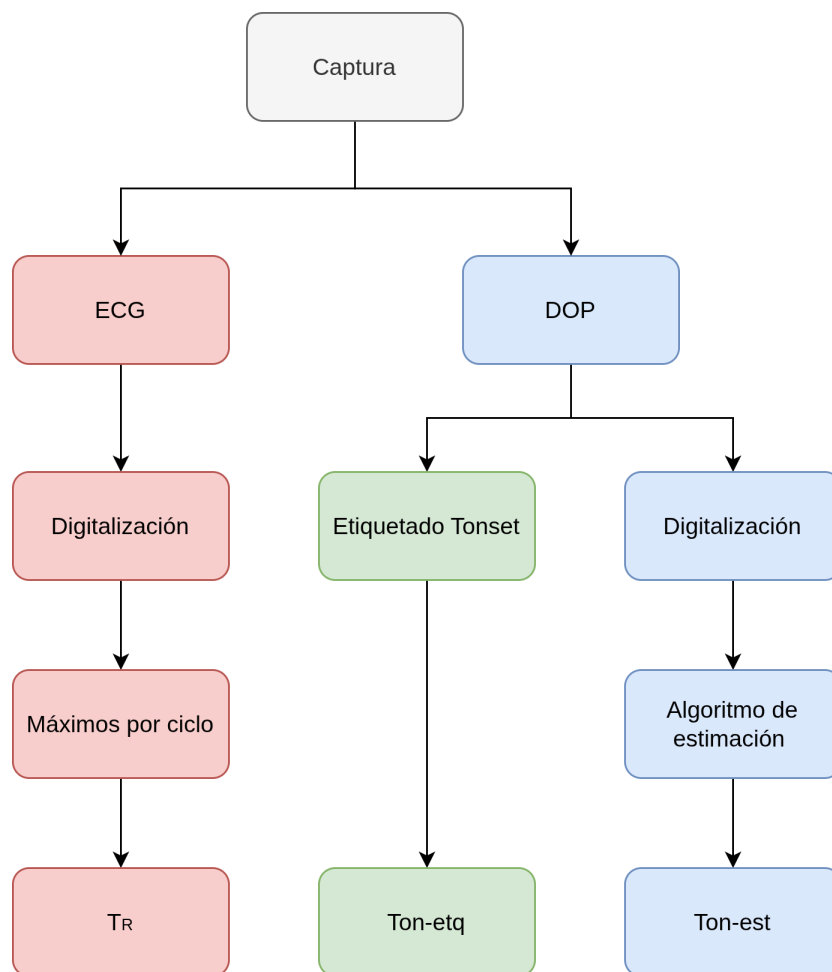


Figura 2.4: Esquema de trabajo para hallar tiempos característicos en una captura de ecocardiografía Doppler. A partir de la señal ECG se obtiene el tiempo T_R . Para la señal DOP, el tiempo de onset T_{on} se estima de dos formas independientes: mediante etiquetado manual (T_{on-etq}) y mediante un algoritmo de estimación (T_{on-est}).

En la figura 2.5 se ilustran, sobre las señales ECG y DOP digitalizadas, los tiempos T_R , T_{on-etq} y T_{on-est} . La imagen original del DOP se muestra como marca de agua tras la señal digitalizada. En las tablas C.6, C.5 y C.4 en el apéndice C se encuentran los T_{on-est} , T_{on-etq} y T_R estimados para todos los ciclos cardíacos de todas las capturas.

Estimación de T_R

La **digitalización** para cada ECG se realiza mediante los siguientes pasos:

1. **Recorte:** Las imágenes se recortan con el fin de aislar la región que contiene el ECG y facilitar el procesamiento posterior.
2. **Filtrado de color:** Se obtiene una máscara de píxeles de tonos azulados me-

2.5. Adquisición PEP: Ecógrafo Doppler

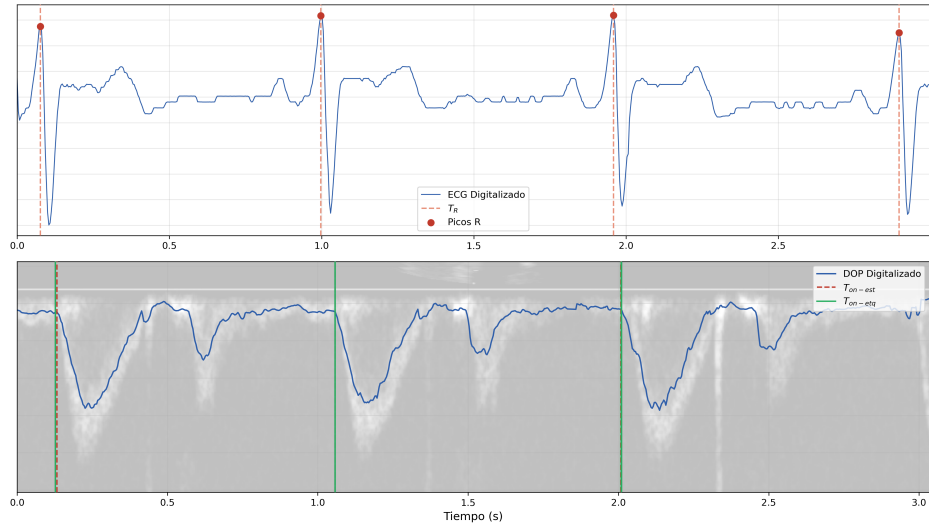


Figura 2.5: Tiempos característicos extraídos de las señales ECG y DOP digitalizadas: T_R y $T_{\text{on-est}}$; y obtenido por etiquetado manual: $T_{\text{on-etq}}$. La imagen original del DOP se incluye como marca de agua.

dante un filtrado en el espacio de color HSV , utilizando la función `inRange` de `OpenCV` [17]. Dicha máscara se representa como una matriz booleana $\mathbb{M}[i, j] \in \{0, 1\}$, donde j indexa el eje horizontal-temporal e i el eje vertical de la imagen.

3. **Promedio espacial:** Para cada índice temporal j , pueden existir múltiples valores en el eje vertical asociados al trazo del ECG, debido al grosor de la curva y al suavizado presente en la imagen. Con el fin de obtener un único valor representativo por instante, se calcula el centroide de la distribución de píxeles

$$\bar{i}(j) = \frac{\sum_i i \mathbb{M}[i, j]}{\sum_i \mathbb{M}[i, j]},$$

lo cual corresponde a un promedio de los índices verticales, estimando la posición del trazo del ECG en cada columna de la imagen.

4. **Re-escalado temporal:** Cada imagen capturada cubre una ventana temporal de duración T_{cap} segundos, delimitada en el eje horizontal por los índices de píxel M_{izq} y M_{der} , con $M_{\text{izq}} < M_{\text{der}}$ como se observa en el eje temporal en la figura 2.3. La transformación que mapea cada índice j a su instante de tiempo correspondiente es

$$t[j] = T_{\text{cap}} \cdot \frac{j - M_{\text{izq}}}{M_{\text{der}} - M_{\text{izq}}}$$

de modo que $t[M_{\text{izq}}] = 0$ y $t[M_{\text{der}}] = T_{\text{cap}}$. Aplicando esta transformación, la señal discreta $\bar{i}(j)$ se reinterpreta como $\bar{i}(t)$, obteniendo la serie temporal asociada al ECG.

Capítulo 2. ¿Es Posible Medir el PEP de Forma Vestible?

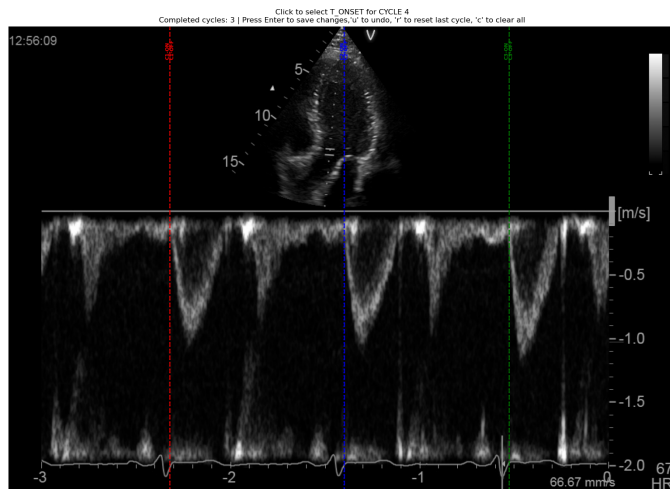


Figura 2.6: Herramienta de etiquetado utilizada, con T_{on} etiquetados para una captura.

Para estimar los tiempos de pico T_R en cada ciclo, se utiliza la función `find_peaks` de la librería `scipy` de Python [18]. Esta función permite detectar máximos relativos con sus respectivas abscisas para ciertos criterios de umbralización. Para esta aplicación, se asumen las siguientes condiciones morfológicas:

- La distancia mínima entre picos es de 0,40 s, lo que implica una frecuencia cardíaca máxima de 150 latidos por minuto.
- El pico debe superar el 50 % del valor máximo de la señal.
- La prominencia mínima del pico es de 0,50 (en unidades de la señal normalizada).

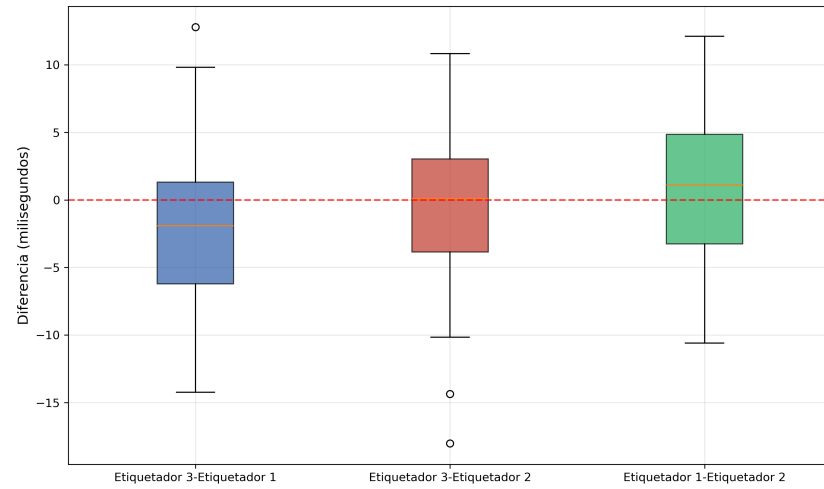
Etiquetado de T_{on} : T_{on-etq}

Con el fin de facilitar y sistematizar el proceso de etiquetado, se desarrolla una herramienta interactiva que permite recorrer las capturas de ecocardiografía Doppler y marcar el T_{on} de cada ciclo cardíaco visible. Tres etiquetadores independientes realizan este proceso siguiendo un criterio común: el T_{on} se define como la intersección entre la recta tangente al incremento de velocidad al comienzo de cada ciclo y el nivel medio correspondiente a la fase de velocidad constante previa.

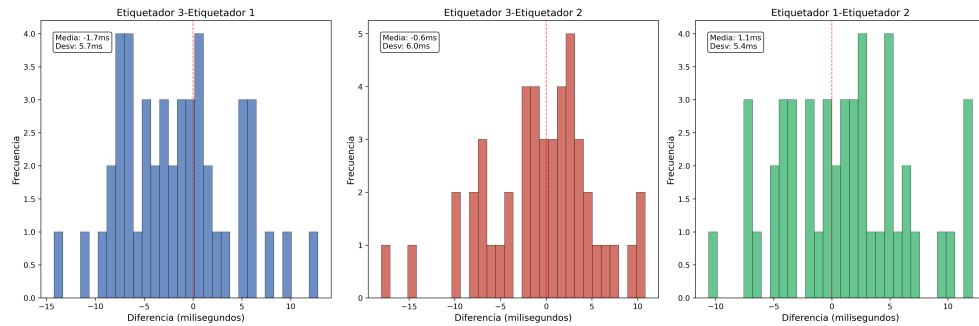
Para cada imagen, el etiquetador hace clic sobre el píxel correspondiente al T_{on} de cada ciclo cardíaco. Este valor en píxeles se convierte luego a tiempo utilizando como referencia el eje temporal horizontal de cada captura. En la figura 2.6 se muestra una captura de la herramienta de etiquetado utilizada. En la tabla C.5 en el apéndice C se encuentran las etiquetas realizadas para ciclo en todas las capturas.

La dispersión entre pares de etiquetadores se presenta en la figura 2.7. Los histogramas muestran que la mayoría de las diferencias se concentran en el rango $[-7, 7]$ ms, y los diagramas de caja indican que el 50 % de las diferencias se

2.5. Adquisición PEP: Ecógrafo Doppler



(a) Diagrama de cajas de las diferencias de cada T_{on-etq} etiquetado entre pares de etiquetadores.



(b) Histogramas de las diferencias entre los T_{on-etq} etiquetados. En el eje vertical se observa la cantidad de T_{on-etq} para los cuales su diferencia se corresponde con el eje horizontal.

Figura 2.7: Diferencias entre tiempos de onset T_{on-etq} etiquetados entre pares de etiquetadores.

encuentran entre -6 y 6 ms para todos los pares de etiquetadores. Este nivel de concordancia es razonable considerando que, dado el tamaño de píxel de las capturas (véase ecuación (2.4)), un desplazamiento de un píxel equivale a aproximadamente $3,5$ ms. En este contexto, una discrepancia de uno o dos píxeles entre etiquetadores resulta esperable, tanto por la variabilidad inherente al criterio visual de cada persona como por el ruido presente en la señal DOP, que dificulta identificar con precisión el píxel correspondiente al T_{on} .

Estimación de T_{on} : T_{on-est}

El proceso de digitalización en comparación con el del ECG es un poco más complejo debido a la naturaleza ruidosa de la señal DOP. El proceso completo se ilustra en la figura 2.8 y consiste en:

Capítulo 2. ¿Es Posible Medir el PEP de Forma Vestible?

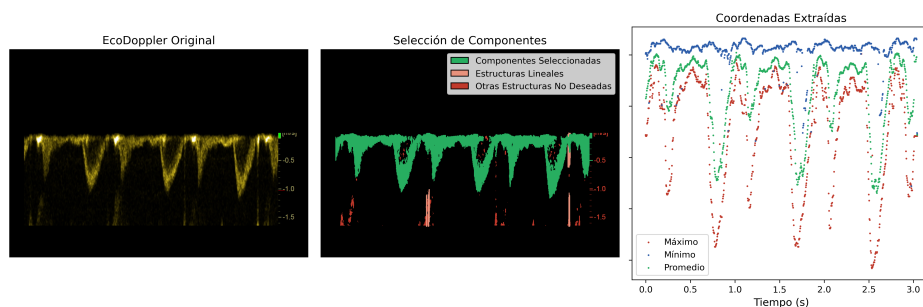


Figura 2.8: Proceso de digitalización de la señal DOP de una captura del Ecógrafo Doppler. Se observa en la primer imagen la señal DOP recortada, en la segunda parte el filtrado de intensidad resultando en una máscara *booleana* segmentada cuyas regiones componentes vinculadas al DOP son seleccionadas. En la última se aprecian las coordenadas extraídas para la señal DOP, siendo la velocidad extraída el promedio.

1. **Recorte:** Se recorta la imagen para obtener únicamente la región que contiene el DOP.
2. **Filtrado de intensidad:** La imagen RGB se transforma a escala de grises utilizando la función `cvtColor` de la librería *OpenCV* [17], y se construye una máscara booleana $M[i, j] \in \{0, 1\}$ conservando únicamente los píxeles cuya intensidad supera el umbral de 40, donde i indexa el eje vertical (velocidad) y j el eje horizontal (tiempo).
3. **Segmentación:** Se segmenta esta máscara de forma contextual, utilizando conectividad-8 mediante la función `connectedComponents` de *Open CV* [17].
4. **Filtrado de regiones:** Se filtran las componentes conexas según sus propiedades geométricas, conservando únicamente aquellas asociadas a la señal DOP limpia. Los criterios aplicados son:
 - **Área grande** (área > 5000 píxeles): la componente se selecciona directamente, dado que corresponde inequívocamente a una región de la señal DOP.
 - **Área media** ($1500 < \text{área} \leq 5000$ píxeles): la componente se selecciona únicamente si además cumple circularidad¹ $> 0,6$ y relación de aspecto² $> 0,5$.
 - **Área pequeña** (área ≤ 1500 píxeles): la componente se descarta por considerarse ruido.

Como resultado, se obtiene una máscara booleana $M_F[i, j]$ compuesta únicamente por las regiones asociadas a la señal DOP limpia.

¹ImageJ: Circularidad

²Wikipedia: Relación de Aspecto

2.5. Adquisición PEP: Ecógrafo Doppler

En la figura 2.8, para el *subplot* del medio se aprecian los componentes seleccionados (máscara booleana) en verde. Se aprecia en la mayoría de las capturas que los componentes seleccionados son principalmente de área grande siendo algunos de área media. Los componentes de área media descartados son las estructuras lineales señaladas en naranja. Los componentes de área pequeña se identifican como estructuras no deseadas, conformadas por ruido y los números de los ejes de la imagen, señaladas en rojo.

Experimentalmente, se aprecia que los componentes seleccionados por el algoritmo para todas las capturas no presentan sensibilidad fuerte frente a variaciones en los umbrales de las cantidades mencionadas. Esto se debe a la diferencia considerable en área entre los componentes vinculados a la señal DOP y al ruido. El algoritmo entonces es capaz de hallar los componentes seleccionados de forma robusta.

5. Extracción de velocidad:

Se define la imagen enmascarada como $\mathbb{I}_M[i, j] = \mathbb{I}[i, j] \cdot M_F[i, j]$. En este caso, para cada instante j se calcula

$$\bar{i}(j) = \frac{\sum_i i \mathbb{I}_M[i, j]}{\sum_i \mathbb{I}_M[i, j]},$$

lo cual corresponde a un promedio ponderado de los índices en el eje vertical de la imagen, donde la intensidad actúa como peso.

Esta magnitud es proporcional al centroide espectral de la distribución de velocidades, que representa una velocidad media que tiene en cuenta la contribución relativa de las partículas que se desplazan a distintas velocidades en cada instante.

6. Re-escalado temporal:

Al igual que para el ECG, a cada índice j se le asocia un instante temporal $t[j]$. De este modo, la señal discreta $\bar{i}(j)$ puede reinterpretarse como una función del tiempo $\bar{i}(t)$, donde $t : j \mapsto t[j]$.

Es importante destacar que no se realiza una transformación del tipo $v : i \mapsto v[i]$, ya que, al buscar los tiempos asociados a los máximos, resulta suficiente preservar la distancia relativa entre los índices i , sin que sea necesaria su correspondencia con valores absolutos de velocidad.

En la figura 2.9 se muestran las cantidades intermedias calculadas por el algoritmo de detección de los T_{on} . El algoritmo utilizado es el siguiente:

1. **Estimación de picos de velocidad:** Se estima el tiempo de pico de velocidad para cada ciclo cardíaco T_{max} utilizando funciones de detección de máximos de *scipy* [18]. Estos picos se indican con triángulos rojos en el panel superior de la figura 2.9, sobre la señal Doppler digitalizada cuyo eje vertical se expresa en píxeles, unidad que se propaga a las pendientes calculadas en los pasos siguientes.

Capítulo 2. ¿Es Posible Medir el PEP de Forma Vestible?

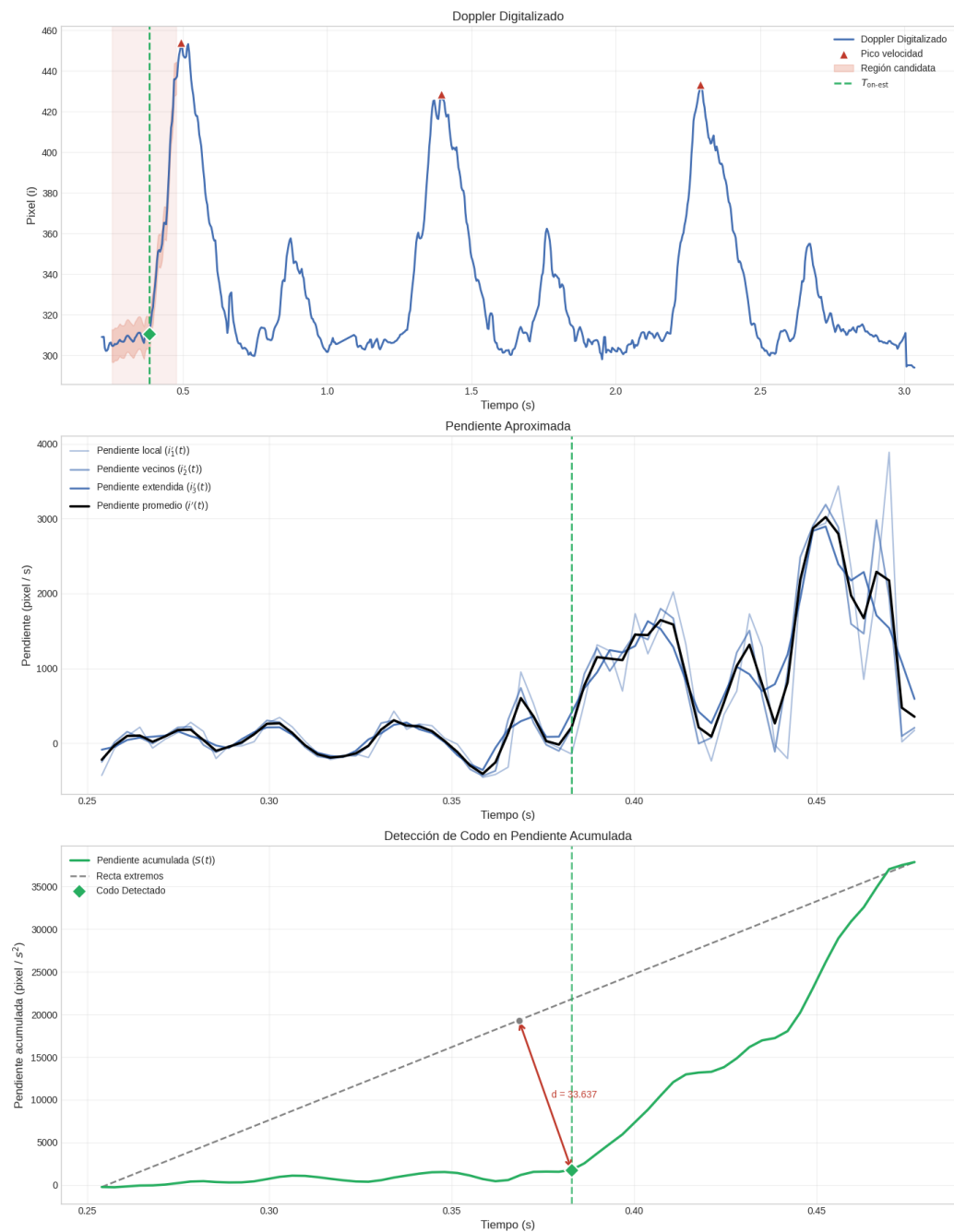


Figura 2.9: Algoritmo de estimación de T_{on} . *Panel superior:* señal Doppler digitalizada con los picos de velocidad (\blacktriangle) y la región candidata (banda color salmón). *Panel central:* pendientes local, de vecinos y extendida, junto con su promedio ponderado (negro) sobre la región candidata. *Panel inferior:* pendiente acumulada (verde), recta entre extremos (gris punteado), y distancia perpendicular d (flecha roja). El rombo verde indica el codo detectado, tomado como estimación de T_{on} .

2.5. Adquisición PEP: Ecógrafo Doppler

2. **Selección automatizada de puntos de interés:** Se eligen como candidatos a T_{on} los puntos pertenecientes al intervalo $[T_{max} - 250, T_{max}]$ ms, denominado *región candidata* y destacado con una banda color **salmón** en el panel superior de la figura 2.9. El límite de 250 ms está determinado por la duración fisiológica esperada del PEP.
3. **Estimación de las pendientes:** Para cada candidato $t \in T$, se estima su derivada asociada combinando tres aproximaciones de distinto soporte temporal para mitigar el efecto del ruido:

- **Pendiente local** $\rightarrow i'_1(t[j]) = \frac{i(t[j]) - i(t[j - 1])}{t[j] - t[j - 1]}$
- **Pendiente vecinos** $\rightarrow i'_2(t[j]) = \frac{i(t[j + 1]) - i(t[j - 1])}{t[j + 1] - t[j - 1]}$
- **Pendiente extendida** $\rightarrow i'_3(t[j]) = \frac{i(t[j + 2]) - i(t[j - 2])}{t[j + 2] - t[j - 2]}$

La derivada estimada se obtiene como un promedio ponderado que otorga mayor peso a las estimaciones de mayor soporte, con el fin de reducir la sensibilidad al ruido de alta frecuencia:

$$i'(t[j]) = 0,2 i'_1(t[j]) + 0,4 i'_2(t[j]) + 0,4 i'_3(t[j])$$

Las tres curvas individuales y su promedio (en negro) se visualizan en el panel central de la figura 2.9, donde se aprecia cómo el promedio suaviza las oscilaciones de las estimaciones individuales.

4. **Cálculo de la pendiente acumulada:** Se calcula la pendiente acumulada

$$S(t[j]) = \sum_{k=0}^{j-1} i'(t[k]),$$

graficada en **verde** en el panel inferior de la figura 2.9. La acumulación amplifica la transición abrupta de la pendiente asociada al onset, facilitando su localización en el paso siguiente.

5. **Detección del codo de la pendiente acumulada:**

El criterio consiste en calcular, para cada punto de la curva, su distancia perpendicular d_j a la recta que une los extremos del intervalo [19] (graficada en gris punteado), obtenida como

$$d_j = \frac{|ax_j + by_j + c|}{\sqrt{a^2 + b^2}},$$

donde a , b y c son los coeficientes de dicha recta. Esta distancia se indica mediante la **flecha bidireccional roja** en la figura, con su valor d anotado.

El punto de codo se determina como el índice j que maximiza d_j , marcado con un **rombo verde** en los tres paneles de la figura 2.9, y su tiempo correspondiente se toma como estimación de T_{on} , indicado con una línea vertical **verde punteada**.

Capítulo 2. ¿Es Posible Medir el PEP de Forma Vestible?

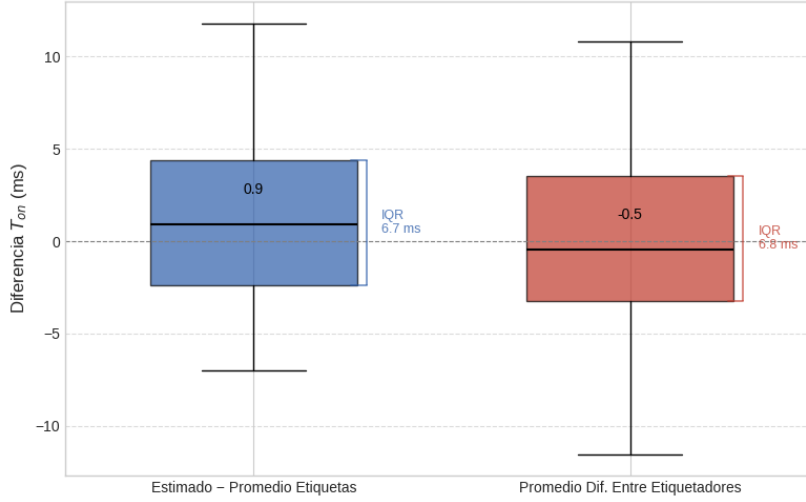


Figura 2.10: Comparación de errores de estimación e inter-etiquetadores. **Azul**: diferencia entre T_{on-est} y el promedio de etiquetas manuales T_{on-etq} . **Rojo**: promedio de diferencias inter-etiquetadores (referencia). Las cajas muestran mediana e IQR³.

En la tabla C.6 se encuentran los T_{on-est} estimados para cada ciclo cardíaco.

En la figura 2.10 se presenta en **azul** la diferencia entre los T_{on-est} , estimados por el algoritmo, y el promedio de las etiquetas manuales T_{on-etq} , mediante diagramas de cajas. Para facilitar la comparación, se incluye en **rojo** el promedio de las diferencias inter-etiquetadores observadas en la figura 2.7. Se aprecia que el algoritmo se comporta como un etiquetador adicional: la discrepancia entre los tiempos estimados y las etiquetas manuales es comparable a la variabilidad inter-etiquetadores, con un IQR de $6,7\ ms$ frente a $6,8\ ms$ respectivamente. La mediana de la diferencia es de $0,9\ ms$, lo que refleja un comportamiento mínimamente sesgado del algoritmo, atribuible a un criterio de estimación de T_{on-est} levemente distinto al de los etiquetadores manuales.

Análisis de Incertidumbre

Tanto las etiquetas como las estimaciones de T_{on} y de los tiempos de pico T_R poseen una incertidumbre asociada, la cual no se ha explicitado hasta este punto. En rigor, estas magnitudes se representan como

$$\begin{cases} T_{on-etq} = \widehat{T_{on-etq}} \pm \Delta T_{on-etq} \\ T_{on-est} = \widehat{T_{on-est}} \pm \Delta T_{on-est} \\ T_R = \widehat{T_R} \pm \Delta T_R, \end{cases}$$

donde $\widehat{T_{on-etq}}$, $\widehat{T_{on-est}}$ y $\widehat{T_R}$ denotan las estimaciones puntuales, mientras que ΔT_{on-etq} , ΔT_{on-est} y ΔT_R corresponden a sus respectivas incertidumbres.

³Wikipedia: Rango intercuartílico

2.5. Adquisición PEP: Ecógrafo Doppler

Para los $T_{\text{on-etq}}$, se define

$$\begin{cases} \hat{T}_{\text{on-etq}}(n) = \frac{1}{|E|} \sum_{e \in E} T_{\text{on-etq}}(e, n) \\ \Delta T_{\text{on-etq}} = 1,15 \cdot \sqrt{\frac{1}{N \cdot |E|} \sum_{n=1}^N \sum_{e \in E} \left(T_{\text{on-etq}}(e, n) - \hat{T}_{\text{on-etq}}(n) \right)^2} \end{cases}$$

donde:

- n indexa cada medida individual, con $N = 26$ el total de medidas etiquetadas.
- $\hat{T}_{\text{on-etq}}(n)$ es el estimador puntual para la medida n , definido como el promedio de los tres etiquetadores para cada latido.
- $\Delta T_{\text{on-etq}} = 1,15 \sigma_g$ es una incertidumbre **única y global**, donde σ_g es la raíz cuadrada de la varianza intra-medida promediada sobre todas las muestras. El factor 1,15 corresponde al percentil 75 de la distribución normal.

Aplicando la ecuación sobre datos de la tabla C.5 en el apéndice C, donde se detallan los valores individuales y la varianza intra-medida σ_n , se obtiene: $\Delta T_{\text{on-etq}} \simeq 4$ ms.

Las incertidumbres de $T_{\text{on-est}}$ y T_R están determinadas por

$$\begin{cases} \Delta T_{\text{on-est}} = \sigma_{onT} + \sigma_{onC} + \sigma_{onN} \\ \Delta T_R = \sigma_{RT} + \sigma_{RC} + \sigma_{RN} \end{cases}, \quad (2.6)$$

donde σ_T modela la contribución de la resolución temporal de la imagen, σ_C la de la cuantización (o discretización) del eje vertical, y σ_N la del ruido de captura de cada señal.

Dado que la imagen que contiene tanto la señal Doppler como el ECG posee la misma resolución temporal, la contribución temporal es igual para ambas magnitudes:

$$\sigma_{onT} = \sigma_{RT} \stackrel{\text{Ec.(2.4)}}{=} 3,5 \text{ ms},$$

puesto que en el peor caso el evento a identificar puede estar desplazado a lo sumo una muestra respecto de su posición real.

Tanto $T_{\text{on-est}}$ como T_R se estiman a partir de señales cuantizadas, lo que introduce una incertidumbre en su estimación. Sin embargo, dado que los algoritmos de detección utilizados en cada caso son cualitativamente diferentes, la forma en que la cuantización se propaga a la incertidumbre difiere entre ambos. Para T_R , se busca directamente el máximo de la señal ECG, donde la derivada primera es nula por definición y el comportamiento local es parabólico, lo que resulta en una incertidumbre proporcional a $\sqrt{\Delta q_{ECG}}$. Para $T_{\text{on-est}}$ en cambio, el algoritmo de detección de codos no opera hallando máximos sobre la señal directamente, sino hallando la distancia entre una recta de referencia y la pendiente acumulada $S[j]$. En el entorno del codo, $S[j]$ tiene pendiente no nula (no hay un máximo), por lo que el comportamiento local es lineal y resulta en una incertidumbre proporcional a Δq_{DOP} . El desarrollo completo de ambos razonamientos se encuentra en el apéndice B.

Capítulo 2. ¿Es Posible Medir el PEP de Forma Vestible?

Para $T_{\text{on-est}}$ la expresión resultante es

$$\sigma_{\text{on}_C} = \frac{\Delta t \cdot \Delta q_{DOP}}{|\dot{S}_{\text{codo}}|}$$

donde Δq_{DOP} es el escalón de cuantización local de la pendiente acumulada Doppler en el entorno del codo, y \dot{S}_{codo} es la derivada primera de la pendiente acumulada $S[j]$ evaluada en el punto identificado como codo, aproximada mediante diferencias finitas. Dado que la cuantización del Doppler digitalizado es no uniforme, Δq_{DOP} se aproxima como la distancia vertical mínima entre muestras en un entorno reducido del codo.

En la tabla C.6 del apéndice C se encuentran los valores de $T_{\text{on-est}}$ para cada captura, con sus respectivas aproximaciones de \dot{S}_{codo} y Δq_{DOP} y el término de contribución a la incertidumbre σ_{on_C} . Con el objetivo de obtener un único valor de incertidumbre global, se promedian las contribuciones σ_{on_C} y se obtiene:

$$\sigma_{\text{on}_C} = 0,5 \text{ ms.}$$

Para T_R , dado que el máximo tiene derivada primera nula por definición, el comportamiento local es parabólico y la incertidumbre resulta proporcional a la raíz cuadrada del escalón de cuantización:

$$\sigma_{R_C} = \Delta t \sqrt{\frac{2 \Delta q_{ECG}}{|v\ddot{E}CG(t = T_R)|}},$$

donde Δq_{ECG} es el escalón de cuantización de la señal ECG y $v\ddot{E}CG(t = T_R)$ es la curvatura del ECG en el entorno del pico R, aproximada mediante diferencias finitas. Los valores hallados de T_R , con la curvatura estimada y el término σ_{R_C} para cada medida se encuentran en la tabla C.4 del apéndice C.

Nuevamente se promedian las contribuciones individuales σ_{R_C} y se obtiene:

$$\sigma_{R_C} = 1,2 \text{ ms.}$$

Finalmente, los términos σ_{on_N} y σ_{R_N} modelan la repercusión del ruido de captura sobre la incertidumbre de cada estimación. Dado que el Doppler y el ECG se capturan mediante procesos completamente diferentes, esta contribución difiere significativamente entre ambas señales, y su caracterización detallada queda fuera del alcance del presente trabajo.

Finalmente, sustituyendo en la ecuación (2.6)

$$\begin{cases} \Delta T_{\text{on-est}} \simeq 3,5 + 0,5 = 4 \text{ ms} \\ \Delta T_R \simeq 3,5 + 1,2 = 4,7 \text{ ms.} \end{cases} \quad (2.7)$$

2.5.3. Cálculo del PEP

Se obtienen el PEP asociado al T_{on} etiquetado y al estimado de la siguiente manera:

$$\begin{cases} PEP_{\text{est}} = \widehat{PEP}_{\text{est}} \pm \Delta PEP_{\text{est}} \\ PEP_{\text{etq}} = \widehat{PEP}_{\text{etq}} \pm \Delta PEP_{\text{etq}}, \end{cases}$$

2.6. Sincronización Ecógrafo Doppler - Dispositivo Previo

donde

- Las medidas de PEP puntuales \widehat{PEP}_{est} y \widehat{PEP}_{etq} se corresponden con la ecuación (2.5) para el T_{onset} estimado o etiquetado.
- $\Delta PEP_{et/est} = \Delta T_{onet/est} + \Delta T_R$.

En las tablas C.7 y C.8 en el apéndice C se encuentran los PEP estimados para cada ciclo cardíaco en cada captura. El PEP promedio con su correspondiente incertidumbre es

$$\begin{cases} \overline{PEP}_{etq} = (54 \pm 9) \text{ ms} \\ \overline{PEP}_{est} = (54 \pm 9) \text{ ms}. \end{cases}$$

Este valor es concordante con el rango de valores típicos para adultos en reposo mencionado en la sección 1.6. Se obtiene una incertidumbre relativa promedio de

$$\begin{cases} u_{Retq} = 100 \frac{|\Delta PEP_{etq}|}{|\overline{PEP}_{etq}|} = \frac{9}{54} \simeq 17\% \\ u_{Rest} = \frac{9}{54} \simeq 17\%. \end{cases}$$

Se considera que la incertidumbre relativa calculada es aceptable pero no lo suficientemente pequeña para que los PEP extraídos de las capturas Doppler formen un conjunto de referencia para los PEP adquiridos de las capturas del dispositivo previo. Esto conduce a la pregunta: ¿es posible mejorar la incertidumbre asociada al PEP para el ecógrafo Doppler?

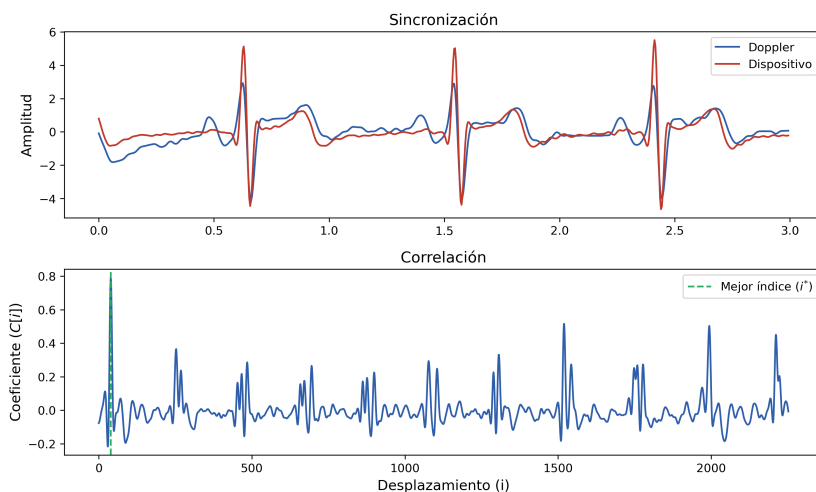
De la ecuación 2.5.1 se desprende que la resolución temporal de la imagen es concordante con la resolución temporal de la señal DOP. Dado que σ_{onT} constituye la contribución dominante a ΔT_{on-est} , y que no es posible obtener capturas con mayor resolución temporal sin modificar el equipo, no existe margen para reducir esta incertidumbre con el ecógrafo utilizado.

En cambio, σ_{RT} , contribución dominante análoga a ΔT_R , sí admite mejora. La señal ECG visualizada en pantalla no alcanza la resolución temporal máxima que una señal ECG puede tener, y además el dispositivo de captura permite recibir señales ECG provenientes de equipos externos [20]. Ambas vías posibilitan reducir σ_{RT} y, con ello, ΔT_R . Según la ecuación (2.7), esto permitiría reducir la incertidumbre relativa del PEP hasta aproximadamente un 10%.

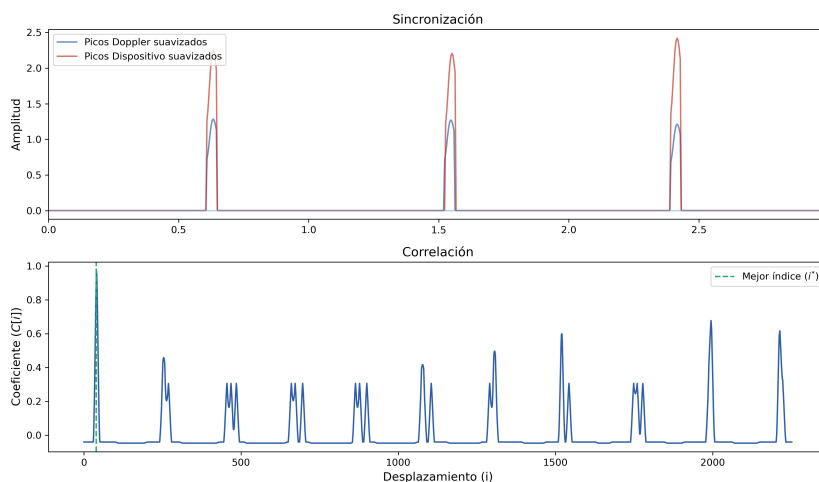
2.6. Sincronización Ecógrafo Doppler - Dispositivo Previo

Para poder comparar las mediciones de PEP obtenidas por cada sistema, es necesario identificar, dentro de la grabación continua del dispositivo previo analizadas en la sección 2.4, el segmento que contiene los mismos ciclos cardíacos presentes en cada captura de ecocardiografía Doppler. A este proceso se lo denomina **sincronización**, y se lleva a cabo comparando las señales de ECG de ambos sistemas para determinar el instante de mejor alineamiento.

Capítulo 2. ¿Es Posible Medir el PEP de Forma Vestible?



(a) Método crudo: señales ECG estandarizadas.



(b) Método de picos: vectores de picos R suavizados.

Figura 2.11: Correlación cruzada y señales ECG sincronizadas para una captura de ecocardiografía Doppler

2.6.1. Algoritmo de Sincronización

Se emplea un algoritmo de correlación cruzada normalizada con ventana deslizante con los siguientes pasos:

1. Re-muestreo del ECG Doppler

El ECG extraído de la captura de ecocardiografía Doppler presenta una frecuencia de muestreo aparente determinada por la resolución temporal de la imagen, que en general difiere de los 250 Hz del dispositivo. Para homogeneizar ambas señales, se re-muestra el ECG Doppler mediante interpolación con splines cúbicos univariados (`UnivariateSpline`, `scipy.interpolate` [18]), obteniendo una señal muestreada a 250 Hz.

2.6. Sincronización Ecógrafo Doppler - Dispositivo Previo

2. Reducción del espacio de búsqueda

Para cada captura de ecocardiografía Doppler, el *entry time* (t_{entry}) registrado manualmente durante el experimento (ver sección del experimento 2.3) permite acotar la región de búsqueda en la señal del dispositivo previo. Se extrae la señal en el intervalo de tiempo $T = [t_{entry} - 2, t_{entry} + 12]$ s. La correlación cruzada se computa únicamente sobre este intervalo, evitando falsos positivos ante señales similares en otras regiones de la grabación.

3. Cálculo de la correlación cruzada

Sean $x_{disp} \in \mathbb{R}^N$ el segmento del ECG del dispositivo y $x_{dop} \in \mathbb{R}^M$ el ECG extraído de la imagen Doppler, con $M < N$, ambos muestreados a 250 Hz. Para cada posición $i \in \{0, \dots, N - M\}$ se calcula el coeficiente

$$C[i] = \frac{1}{M} \left\langle \tilde{x}_{dop}, \tilde{x}_{disp}^{(i)} \right\rangle,$$

donde \tilde{x}_{dop} y $\tilde{x}_{disp}^{(i)}$ son las versiones normalizadas mediante estandarización del ECG del Doppler completo y del segmento $x_{disp}[i : i + M]$ respectivamente. El coeficiente $C[i]$ es equivalente al coeficiente de correlación de Pearson entre ambas ventanas.

Para cada captura, el índice de mejor alineamiento para la serie del dispositivo se obtiene como

$$i^* = \arg \max_i C[i]. \quad (2.8)$$

4. Salida

Para cada adquisición Doppler se almacena el índice absoluto i^* en la señal del dispositivo (referenciado al inicio de la grabación completa), el coeficiente de correlación máxima $C[i^*]$ y el método utilizado. Este índice determina el segmento del ECG y BCG del dispositivo vestible que corresponde temporalmente a cada adquisición Doppler, permitiendo la alineación de ambas fuentes para el cálculo del PEP.

2.6.2. Variantes Implementadas

El procedimiento se aplica sobre dos representaciones distintas de las señales:

- **Método crudo:** la correlación se aplica directamente sobre las señales de ECG sin procesamiento alguno. Es más sensible y preciso cuando las formas de onda de ambos sistemas son similares.
- **Método de picos:** se detectan los picos R de cada señal mediante los métodos descritos en las subsecciones 2.4.1 y 2.5.2, se construye un vector binario de impulsos en las posiciones de cada pico y se suaviza con una ventana de Hanning de 10 muestras antes de aplicar la correlación. Con esto se busca mitigar las diferencias debidas a la discretización de las señales, que podrían no coincidir perfectamente en el tiempo.

Capítulo 2. ¿Es Posible Medir el PEP de Forma Vestible?

En la figura 2.11 se ilustran, para una captura Doppler y ambas variantes implementadas, las señales sincronizadas y las correlaciones calculadas para cada índice de desplazamiento i . Se destaca el instante de mayor correlación i^* .

En la tabla C.10 y tabla C.9 en el apéndice C se encuentran los índices de correlación máxima absolutos i^* con su correspondiente correlación asociada $C[i^*]$ (definidos por la ecuación (2.8)) para el método crudo y de picos respectivamente. Los coeficientes de correlación máxima para cada captura difieren entre ambos métodos. El método de picos obtiene, promediando sobre todas las capturas, $\bar{C}_{picos} = 0,964$ frente a $\bar{C}_{crudo} = 0,759$ del método crudo. Los índices i^* resultantes coinciden en la totalidad de las capturas o difieren a lo sumo en una muestra. Dado que la frecuencia de muestreo es de 250 Hz, una diferencia de un índice equivale a 4 ms, lo que implica que el segmento del dispositivo seleccionado contiene los mismos ciclos cardíacos en ambos casos. Por lo tanto, la elección del método no afecta la comparación de PEPs, y se opta por el método crudo. La concordancia entre las variantes otorga mayor confianza al procedimiento de sincronización.

2.7. Comparación de Resultados

En las secciones 2.4 y 2.5 se describe la estimación del *PEP* obtenido simultáneamente por ambos dispositivos, y en la sección 2.6 se establecen correspondencias entre las medidas del dispositivo previo y las del ecógrafo Doppler. Para el ecógrafo Doppler, el *PEP* se estima de dos maneras: utilizando el instante T_{on} etiquetado manualmente (PEP_{etq}) y el estimado algorítmicamente (PEP_{est}).

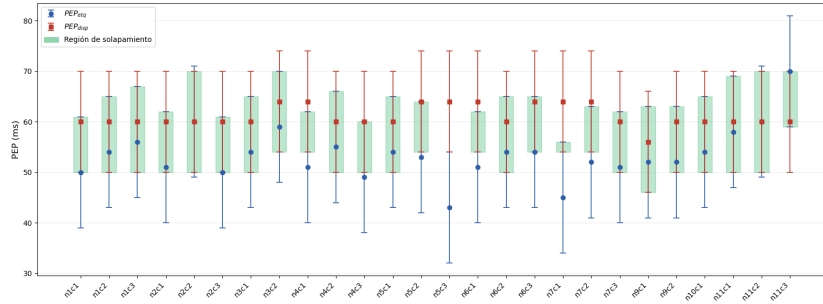
La figura 2.12 presenta la comparación par a par entre los *PEP* obtenidos por el dispositivo previo y el ecógrafo Doppler, mostrando las medidas con sus barras de incertidumbre (alrededor de ± 9 ms). La región verde indica superposición entre las barras de ambos dispositivos. Tanto para PEP_{etq} como para PEP_{est} , las barras de incertidumbre intersectan en 25/26 medidas tomadas. Además, en mediana, el porcentaje de intersección de las barras es de un 60 %, lo cual indica que las medidas son compatibles. Se aprecia un sesgo sistemático cuyas causas se identifican más adelante.

El objetivo de contrastar las medidas del dispositivo previo con las del ecógrafo Doppler era no solo verificar la compatibilidad entre ambas estimaciones, sino también corroborar su correctitud. Para ello, sería necesario que el dispositivo Doppler actuara como referencia indiscutible, lo cual requiere que su incertidumbre sea significativamente menor que la del dispositivo previo. Sin embargo, en este caso ambas incertidumbres son de magnitud comparable, lo que impide establecer una jerarquía entre las medidas y limita el análisis a una verificación de compatibilidad.

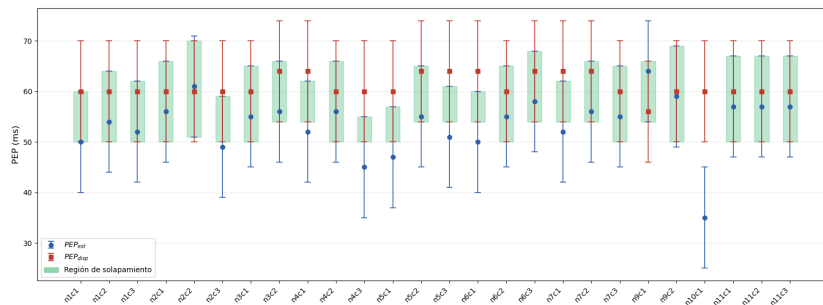
En las secciones 2.4.2 y 2.5.3 se concluye que ambas incertidumbres pueden reducirse aproximadamente a la mitad de su valor actual. Esto permitiría fortalecer las garantías sobre la compatibilidad.

La figura 2.13 complementa este análisis mediante gráficos de Bland-Altman [11], que permiten cuantificar el sesgo sistemático y la dispersión de las diferencias entre medidas de *PEP* puntuales para el ecógrafo Doppler y el dispositivo previo.

2.7. Comparación de Resultados



(a) Comparación utilizando PEP_{etq} , estimado a partir del T_{on-etq} etiquetado manualmente.



(b) Comparación utilizando PEP_{est} , estimado a partir del T_{on-est} detectado algorítmicamente.

Figura 2.12: Comparación par a par del PEP obtenido por el dispositivo previo (PEP_{disp}) y el ecógrafo Doppler (PEP_{est} , PEP_{etq}), para ambos métodos de estimación del tiempo de onset (T_{on-est} y T_{on-etq} , respectivamente). La región verde indica superposición entre las barras de incertidumbre de ambos dispositivos.

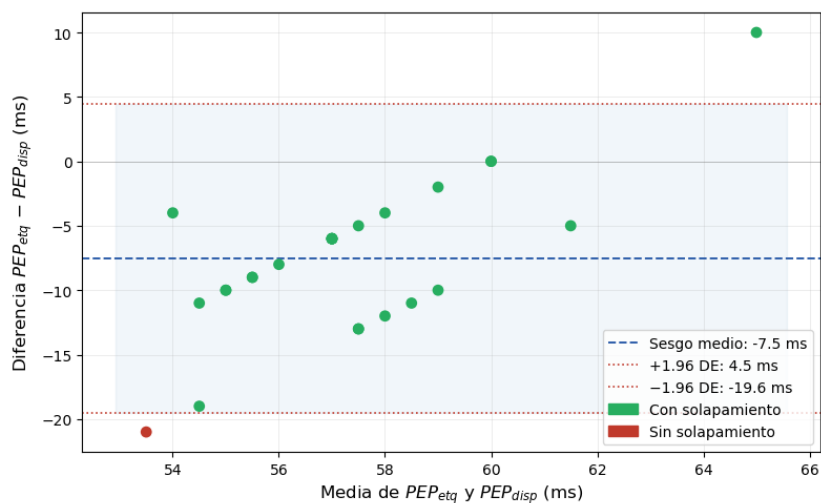
Se incluyen comparaciones para los dos tipos de estimaciones de PEP para el ecógrafo Doppler: PEP_{etq} y PEP_{est} observadas en las subfiguras 2.13a y 2.13b respectivamente.

En ambos casos se observa un sesgo sistemático de 7,5 ms, siendo el PEP estimado por el ecógrafo Doppler consistentemente menor que el del dispositivo previo. El hecho de que este sesgo sea idéntico para PEP_{etq} y PEP_{est} indica que el método utilizado para capturar el T_{on} no influye sobre su origen, por lo que debe atribuirse a otras fuentes.

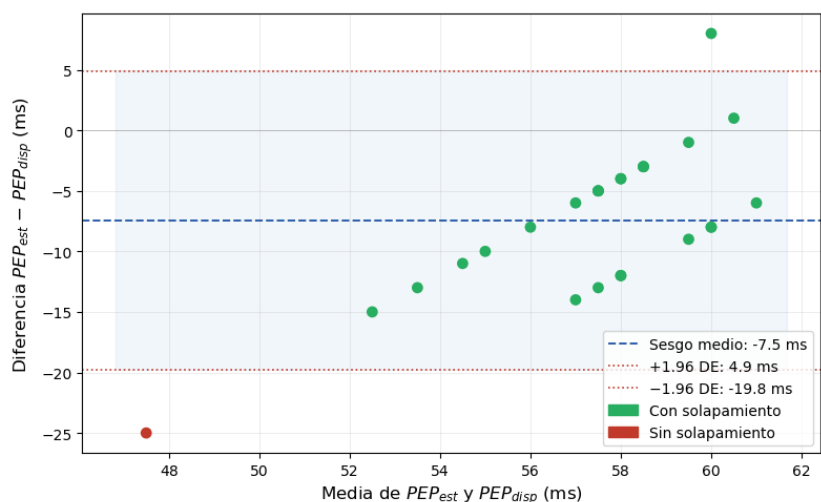
Una primera fuente de sesgo reside en la diferencia conceptual entre la apertura efectiva de la válvula aórtica, evento de interés que delimita el PEP , y la manera en que cada dispositivo estima dicha apertura de forma indirecta. El ecógrafo Doppler la infiere a partir del incremento de flujo sanguíneo en la aorta, mientras que el dispositivo previo lo hace a partir del desplazamiento vertical del cuerpo en el BCG. Dado que ambas consecuencias de la apertura valvular no ocurren de manera simultánea, es esperable que exista una diferencia temporal sistemática entre ambas estimaciones, que podría explicar el sesgo observado.

Una segunda fuente de sesgo se asocia al procesamiento de las señales. Cada sistema adquiere un par de señales distinto, DOP y ECG en el caso del ecógrafo

Capítulo 2. ¿Es Posible Medir el PEP de Forma Vestible?



(a) Gráfico de Bland-Altman para PEP_{etq} , obtenido a partir del T_{on} etiquetado manualmente.



(b) Gráfico de Bland-Altman para PEP_{est} , obtenido a partir del T_{on} detectado algorítmicamente.

Figura 2.13: Análisis de Bland-Altman de las diferencias entre el PEP obtenido por el dispositivo previo y el ecógrafo Doppler, para ambos métodos de estimación del T_{on} . La línea azul discontinua indica el sesgo medio, y las líneas rojas punteadas los límites de acuerdo ($\pm 1,96$ DE).

Doppler, BCG y ECG en el dispositivo previo. Estas señales son sometidas a cadenas de filtrado independientes. Los desfases temporales introducidos por estos filtrados son propios de cada sistema y pueden manifestarse como un error sistemático adicional en la comparación.

2.8. Conclusiones

La pregunta que motiva el desarrollo de este capítulo es: **¿es posible medir el PEP de forma vestibular?** A lo largo de su desarrollo se fue construyendo una respuesta.

Las intenciones iniciales de utilizar los *PEP* del ecógrafo Doppler como referencia para validar el dispositivo previo no pudieron concretarse, dado que ambos presentan incertidumbres de magnitud comparable. Sin embargo, esta limitación es en sí misma un resultado relevante: la comparabilidad entre las incertidumbres indica que ambos dispositivos tienen una capacidad similar para estimar el *PEP*, lo cual es prometedor para el dispositivo vestibular.

Más aún, existen razones para creer que la incertidumbre del dispositivo previo tiene mayor margen de mejora que la del ecógrafo Doppler. En el dispositivo vestibular, las fuentes de incertidumbre están asociadas a etapas de filtrado y conversión analógica-digital sobre las que se tiene control directo, lo que permite reducir los desfases relativos entre señales y mejorar su resolución temporal de forma sistemática. El ecógrafo Doppler, en cambio, es un dispositivo de propósito general que no está optimizado para la medición del *PEP*, y su incertidumbre está fundamentalmente limitada por la resolución del T_{on} , una restricción difícil de superar dentro del estado del arte actual.

En consecuencia, es poco probable que el ecógrafo Doppler pueda conformar un conjunto de validación adecuado para el *PEP* estimado por el dispositivo vestibular en la actualidad. La validación rigurosa requerirá una referencia de mayor precisión, proveniente de otro tipo de técnica o dispositivo.

Se concluye entonces que **es posible medir el PEP de forma vestibular**. El dispositivo previo demuestra una capacidad comparable a la del ecógrafo Doppler y cuenta con un margen de mejora superior, lo que justifica continuar con su desarrollo. La validación formal de sus medidas constituye el siguiente paso, y deberá apoyarse en una referencia de mayor precisión que la disponible en este trabajo.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Capítulo 3

Diseño de Dispositivo Vestible Adquisidor de ECG y BCG

3.1. Introducción

El análisis de factibilidad presentado en el capítulo 2 concluyó que es posible estimar el PEP de forma vestible con una precisión comparable a la del ecógrafo Doppler, y que el dispositivo vestible cuenta con mayor margen de mejora, dado que sus fuentes de error son controlables por diseño. En particular, se identificó la frecuencia de muestreo como la principal variable de diseño con incidencia directa sobre la precisión de la estimación. Adicionalmente, en *WeCartor* [1] se identificó que la ganancia del canal de BCG resultó insuficiente para capturar la señal con la resolución deseada en algunos sujetos. Las conclusiones resultantes del análisis de factibilidad y lo observado en *WeCartor* motivaron el diseño de un nuevo dispositivo que superara dichas limitaciones.

Este capítulo presenta el diseño e implementación de dicho dispositivo: un sistema vestible capaz de adquirir señales de ECG y BCG de forma simultánea. El sistema se compone de un microcontrolador y una etapa de acondicionamiento analógico (*Analog Front-End*, AFE), formada por dos canales de acondicionamiento independientes que se encargan de adaptar dichas señales para su posterior adquisición mediante el SAADC (Successive Approximation Analog-to-Digital Converter) del microcontrolador.

Con el objetivo de preservar el sincronismo entre canales, ambos circuitos de acondicionamiento se diseñaron con una respuesta en frecuencia idéntica, diferenciándose únicamente en un factor de ganancia que permite ajustar cada señal al rango de entrada del SAADC. Asimismo, para mantener la integridad temporal de las señales, los AFEs fueron diseñados para presentar fase lineal con pendiente cercana a cero en la banda de interés ($[6, 30] Hz$) de modo que ambos AFEs presenten retardo de grupo constante y reducido en dicha banda.

El bloque digital encargado de la adquisición de las señales y su transmisión por BLE hacia una computadora se implementó sobre la plataforma **Seeed XIAO**

BLE nRF52840¹. El diseño de los circuitos de acondicionamiento se basó en los trabajos de [3] y [1]. A partir de estos se introdujeron modificaciones orientadas a cumplir con los requerimientos específicos de esta plataforma vestible.

En particular, considerando la variabilidad en la amplitud de las señales de ECG y BCG entre distintos sujetos, se emplearon AFEs con ganancia ajustable de forma independiente por canal. Para ello, el diseño contempla la configuración de dicha ganancia desde el microcontrolador. Además, se evaluaron posibilidades de mejora en las funciones de transferencia de ambos canales con el objetivo de reducir el retardo de grupo en la banda de interés.

3.2. Requerimientos

La naturaleza de las señales, junto a lo observado en los trabajos anteriores y los tiempos que buscamos estimar, motiva los siguientes requerimientos de diseño:

- **Igual retardo de grupo en ambos canales.**

Para determinar correctamente los intervalos temporales de interés clínico, que dependen de la relación entre eventos cardíacos del ECG y del BCG, es necesario minimizar la distorsión de fase asimétrica que ambos canales introducen sobre las señales. Para ello, se opta por mantener un retardo de grupo reducido y aproximadamente constante en la banda de interés, empleando configuraciones idénticas en ambos canales a menos de un factor de ganancia. De este modo, las diferencias residuales en el retardo de grupo entre canales quedan determinadas únicamente por la dispersión de los componentes utilizados.

- **Ganancia variable en ambos canales.**

Dada la variabilidad de amplitud de las señales de ECG y BCG entre distintos sujetos, y considerando que en *WeCartor* [1] la ganancia del canal de BCG resultó insuficiente para algunos casos, se establece como requerimiento disponer de ganancia ajustable de forma independiente en cada canal. Esta ganancia además deberá adaptarse al rango de excursión de las señales de ECG y BCG.

Para determinar la ganancia del canal de ECG se considera que la amplitud típica de esta señal se encuentra en el rango de 1 a 5 mV [21]. Teniendo en cuenta además los valores de ganancia empleados en *WeCartor* [1] y *WeAreBLEps* [2], se define para este canal un rango de ganancia total entre 1000 y 2000 V/V.

La señal de BCG, capturada mediante el acelerómetro, presenta una amplitud de hasta $a_{BCG} = 7\text{ mg}$ [3]. La ganancia total del canal de BCG debe permitir que la salida del canal excursions en el rango del SAADC (0 a

¹https://wiki.seeedstudio.com/XIAO_BLE/

3.3. Arquitectura del Sistema

3,3 V). Esto depende de la tensión de referencia $V_{REF} = \frac{3,3}{2} V$ y la sensibilidad del acelerómetro (δ_{ACC}) según la siguiente ecuación:

$$G_{BCG} = \frac{3,3/2}{\delta_{ACC} \times a_{BCG}}.$$

Para $\delta_{ACC} = 420 mV/m/s^2$, la ganancia del canal BCG debe cumplir:

$$G_{BCG} = 57 V/V.$$

Considerando que el valor de ganancia empleado en *WeCartor* [1] fue insuficiente, se define utilizar una ganancia variable de hasta un 500%, resultando en

$$G_{BCG} \in [57, 285] V/V.$$

- **Banda de frecuencias de interés.**

Ambos canales deben presentar un retardo de grupo medio menor a 2 ms en la banda [6, 30] Hz.

3.3. Arquitectura del Sistema

Para satisfacer los requerimientos definidos, se adoptó una arquitectura común para ambos canales, compuesta por las tres etapas enumeradas a continuación.

1. Etapa de ganancia variable con filtrado pasa-altos.
2. Etapa de filtrado pasa-bajos de la banda de interés.
3. Etapa final de ganancia fija.

Las diferencias entre los canales se limitan a la naturaleza de las señales de ECG y BCG, siendo la primera de ellas diferencial y la segunda single-ended, y ambas presentando diferentes niveles de amplitud. Para el control independiente de las ganancias de los canales se emplearon potenciómetros digitales MCP4022 (Microchip)² controlados desde el microcontrolador.

En la figura 3.1 se ilustra un diagrama de alto nivel del dispositivo vestible.

3.4. Selección de Componentes Activos

Se seleccionaron en primer lugar los componentes activos del sistema, dado que estos condicionan directamente el desempeño global en términos de ruido, consumo y rango dinámico. El acelerómetro determina la sensibilidad del canal de BCG, mientras que los amplificadores operacionales y el amplificador de instrumentación definen el rechazo al modo común y la excursión de salida de ambos canales. Su elección condiciona los valores de ganancia alcanzables en cada etapa.

²<https://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/22060b.pdf>

Capítulo 3. Diseño de Dispositivo Vestible Adquisidor de ECG y BCG

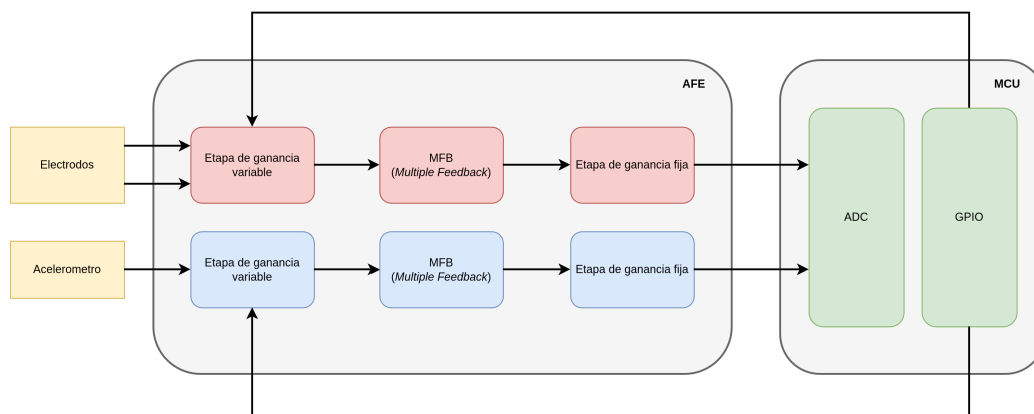


Figura 3.1: Diagrama de bloques de alto nivel del AFE, mostrando las etapas de acondicionamiento, el ADC para captura de señales y la conexión con GPIOs para control de la ganancia variable.

Parámetro	Valor
Rango dinámico	± 2 g
Sensibilidad	420 mV/g
Corriente de consumo	350 μ A (típico)
Tensión de operación	1,8 V a 3,6 V
Ancho de banda	Configurable hasta 1600 Hz

Tabla 3.1: Características principales del acelerómetro ADXL327.

3.4.1. Acelerómetro (BCG)

El acelerómetro utilizado en *WeCartor* [1] (**FXLN8361QR1**, Freescale) fue descontinuado por el fabricante, lo que obligó a realizar una búsqueda de alternativas con prestaciones equivalentes en cuanto a sensibilidad y consumo. Se seleccionó el modelo **ADXL327**³ de Analog Devices. La similitud de prestaciones respecto al sensor original permitió conservar la topología del AFE, con ajustes menores en los valores de ganancia de las etapas. Sus principales características se presentan en la tabla 3.1.

3.4.2. Amplificadores

En la primera etapa de amplificación del canal de ECG se utilizó el amplificador de instrumentación **AD8236ARMZ**⁴ (Analog Devices). Su elección se fundamenta en las siguientes características: excursión de entrada y salida *rail-to-rail*,

³<https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/adxl327.pdf>

⁴<https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad8236.pdf>

3.4. Selección de Componentes Activos

amplio rango de alimentación (1,8 V a 5,5 V), corriente de alimentación máxima de $40\ \mu\text{A}$ y elevado rechazo al modo común (CMRR = 110 dB para $G = 100$). Las principales características del dispositivo se presentan en la tabla 3.2.

Parámetro	Valor
Corriente de alimentación (máx.)	$40\ \mu\text{A}$
CMRR ($G = 100$)	110 dB
Excursión de entrada/salida	<i>Rail-to-rail</i>
Ganancia configurable	Resistencia externa única
Tensión de alimentación	1,8 V a 5,5 V

Tabla 3.2: Características principales del amplificador de instrumentación AD8236ARMZ.

Para el resto de las etapas de amplificación se emplearon amplificadores operacionales de la familia **AD86xx** de Analog Devices, en sus versiones dual (**AD8617ARMZ**⁵) y quad (**AD8619ARZ**⁵). Se listan las principales características de la familia en tabla 3.3.

Parámetro	Valor
Corriente de alimentación (típ.)	$38\ \mu\text{A}$
CMRR (típ.)	95 dB
PSRR (típ.)	94 dB
Excursión de entrada/salida	<i>Rail-to-rail</i>
Tensión de alimentación	1,8 V a 5,5 V

Tabla 3.3: Características principales de la familia de amplificadores AD86xx a 5,0 V.

3.4.3. Tensión de Alimentación

El dispositivo vestible opera a un nivel de tensión de 3,3 V generado por un regulador lineal dentro del módulo **Seeed XIAO BLE nRF52840**. Esta tensión es, a su vez, la referencia del SAADC interno del microcontrolador, lo que establece el rango dinámico del mismo en $[0, 3, 3]\ \text{V}$.

Para polarizar las etapas analógicas en el punto medio de la excursión del SAADC, se genera una tensión de referencia $V_{\text{REF}} = 1,65\ \text{V}$ mediante un divisor resistivo seguido de un *buffer*, que garantiza una tensión estable ante variaciones de carga. Esto sitúa a $V_{\text{REF}} = 1,65\ \text{V}$ como centro de la excursión de las salidas de las etapas analógicas, aprovechando así el rango dinámico completo del conversor. En la figura 3.2 se muestra el circuito empleado para la generación de V_{REF} .

⁵https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad8613_8617_8619.pdf

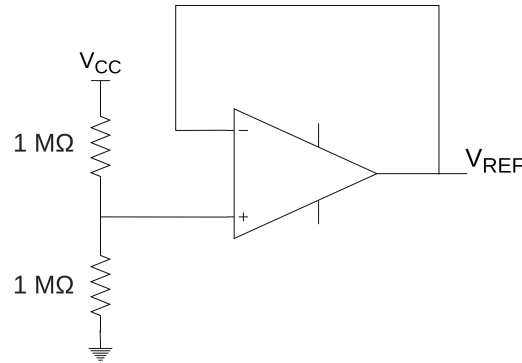


Figura 3.2: Circuito de generación de la tensión de referencia $V_{REF} = 1,65\text{ V}$ con divisor resistivo y *buffer*.

3.5. Diseño de Cada Etapa

Como se mencionó en la sección 3.3 los AFEs constan de tres bloques fundamentales: una primer etapa de ganancia variable con filtrado pasa-altos, seguida por una etapa de filtrado pasa-bajos y ganancia unitaria de la banda de interés, y por último, una etapa de ganancia fija. A continuación se describe el diseño de cada etapa, indicando las diferencias de implementación entre canales cuando corresponda.

3.5.1. Etapa de Ganancia Variable (Primer Etapa)

Canal BCG

La señal de BCG es *single-ended*, producto de la salida analógica del acelerómetro **ADXL327**. Esta señal captura la aceleración que la actividad cardíaca causa en el eje vertical (pies a cabeza). La misma cuenta con una amplitud típica de 30 mg y contenido espectral concentrado en la banda de $[6, 30]\text{ Hz}$ [22]. En esta primer etapa se implementa una configuración no inversora con ganancia ajustable.

La ganancia de la etapa es controlable mediante el potenciómetro digital **MCP4022** variable en el rango $[0, 50]\text{ k}\Omega$ configurado aquí como resistencia de realimentación R_f , con $R_1 = 10\text{ k}\Omega$. Esto resulta en una etapa de ganancia variable entre $[1, 6]\text{ V/V}$ según:

$$A_v = 1 + \frac{R_f}{R_1}.$$

La figura 3.3 muestra el esquema de esta etapa, incluyendo el filtro pasa-altos de entrada que rechaza la componente de continua de la señal proveniente del acelerómetro.

El filtro pasa-altos de entrada, formado por R_{in} y C_{in} , introduce un polo de baja frecuencia que limita el ancho de banda de la señal proveniente del acelerómetro. Se ubica el polo del filtro al menos una década por debajo del límite inferior de

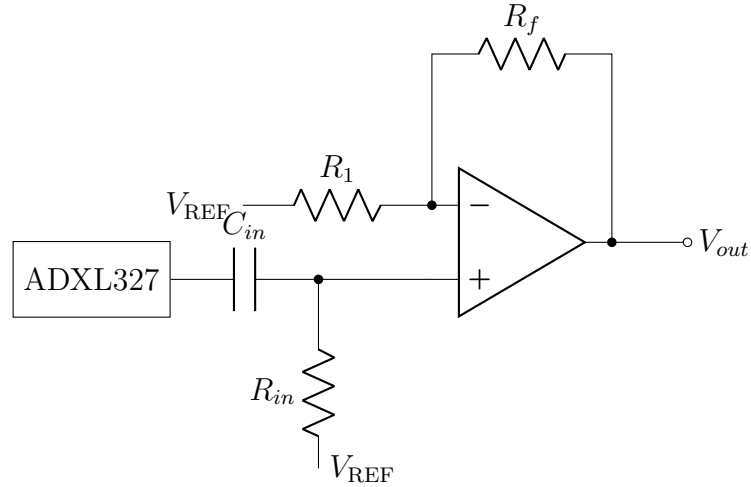


Figura 3.3: Etapa de ganancia variable del canal BCG: amplificador no inversor ($A_v = 1 + R_f/R_1$) con filtro pasa-altos de entrada. La tensión V_{REF} establece el punto de operación de continua de la etapa.

la banda de interés (6 Hz). Para ello se seleccionan $C_{in} = 0,33\ \mu\text{F}$ y $R_{in} = 1\ \text{M}\Omega$, resultando en un polo de frecuencia f_p :

$$f_p = \frac{1}{2\pi R_{in} C_{in}} = \frac{1}{2\pi \cdot 1\ \text{M}\Omega \cdot 0,33\ \mu\text{F}} \approx 0,48\ \text{Hz}. \quad (3.1)$$

Canal ECG

Debido a la naturaleza diferencial de la señal de ECG y a la variabilidad de su amplitud dentro del rango típico ($0,5\ \text{mV}$ a $2,5\ \text{mV}$) [23], la primera etapa de amplificación se implementa mediante un amplificador de instrumentación **AD8236ARMZ** con ganancia ajustable a través de un potenciómetro digital **MCP4022**, como se muestra en la figura 3.4. Esta etapa tiene dos objetivos, proporcionar una amplificación inicial configurable, y rechazar los componentes en modo común presentes en la señal de ECG.

La ganancia del amplificador de instrumentación **AD8236ARMZ** en la configuración empleada viene dada por:

$$G = 5 + \frac{450\ \text{k}\Omega}{R_G},$$

donde R_G es implementada mediante una resistencia de $28\ \text{k}\Omega$ en serie con un potenciómetro digital **MCP4022** variable en el rango de $0\ \text{k}\Omega$ a $50\ \text{k}\Omega$ resultando así en una resistencia entre $28\ \text{k}\Omega$ a $78\ \text{k}\Omega$. Esto resulta en una etapa de ganancia variable en el rango de $[10,4, 20]\ \text{V/V}$.

Con el objetivo de mantener simetría entre los canales del sistema, los componentes del filtro pasa-altos de entrada del amplificador de instrumentación se

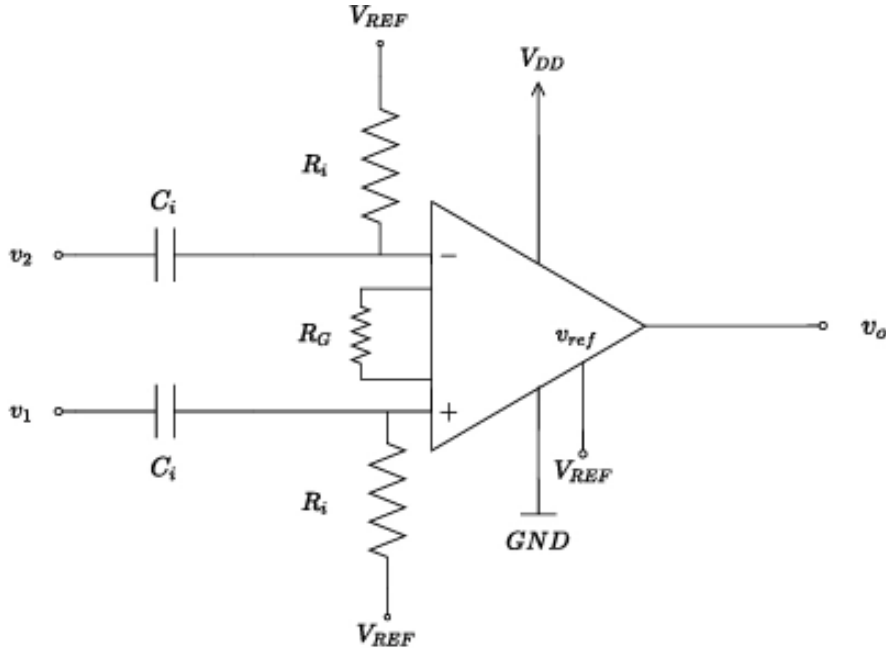


Figura 3.4: Topología con amplificador diferencial de instrumentación para la primer etapa de ganancia variable.

dimensionan para que la frecuencia de corte coincida con la del canal BCG. Se seleccionan por lo tanto los mismos valores: $C_i = 0,33 \mu F$ y $R_i = 1 M\Omega$, resultando en una frecuencia de polo

$$f_p = \frac{1}{2\pi R_i C_i} = \frac{1}{2\pi \cdot 1 M\Omega \cdot 0,33 \mu F} \approx 0,48 Hz.$$

3.5.2. Etapa de Filtrado MFB (Segunda Etapa Común a Ambos Canales)

Ambos canales cuentan con una etapa de filtrado pasa-bajos de segundo orden y ganancia unitaria implementada en topología *Multiple Feedback* (MFB), cuyo esquema se presenta en la figura 3.5.

La función de transferencia del filtro pasa-bajos es:

$$H(s) = \frac{1}{s^2 + \frac{1}{C_1} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) s + \frac{1}{R_2 R_3 C_1 C_2}}.$$

Comparando la transferencia con la forma canónica de un filtro pasa-bajos de segundo orden:

$$H(s) = A_{MFB} \cdot \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}, \quad (3.2)$$

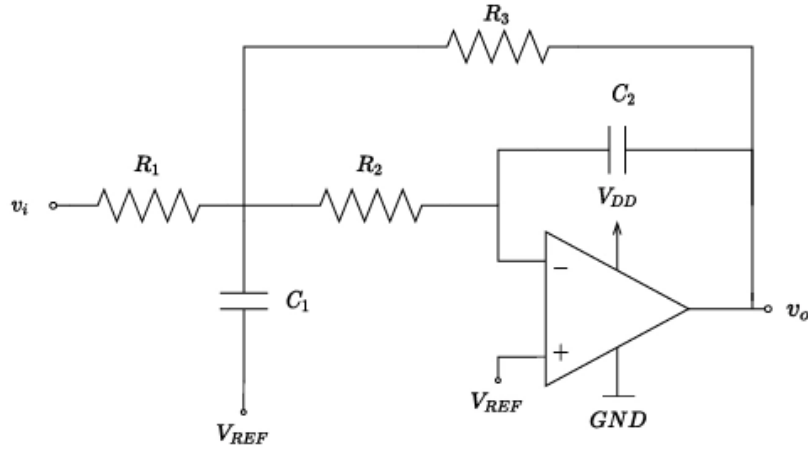


Figura 3.5: Esquema del filtro de segundo orden en topología *Multiple Feedback* para etapa de filtrado pasa-bajos, con ganancia unitaria.

R_1	R_2	R_3	C_1	C_2
$3,6\text{ k}\Omega$	$10\text{ k}\Omega$	$3,6\text{ k}\Omega$	$3,3\text{ }\mu\text{F}$	33 nF

Tabla 3.4: Valores de componentes del filtro MFB adoptados para ambos canales.

se identifican la frecuencia natural ω_n y el factor de amortiguamiento ζ de la etapa *Multiple Feedback* (MFB):

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{R_2 R_3 C_1 C_2}}, \quad (3.3)$$

$$\zeta = \frac{1}{2\omega_n C_1} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right). \quad (3.4)$$

Maximizando el módulo de la forma canónica 3.2 se halla la siguiente expresión para la frecuencia de resonancia del filtro:

$$\omega_{res} = \omega_n \sqrt{1 - 2\zeta^2}, \quad (3.5)$$

detallándose el razonamiento en el apéndice E.

Los valores adoptados para los componentes del filtro MFB se presentan en la tabla 3.4. Estos coinciden con los utilizados en *WeCartor* [1]. Adicionalmente, se evaluó una configuración alternativa con $R_2 = 3,6\text{ k}\Omega$ orientada a reducir el retardo de grupo. Dicha alternativa fue descartada debido al compromiso que introduce con el nivel de ruido; el análisis completo se detalla en el apéndice D. Los parámetros resultantes del filtro, obtenidos a partir de los valores de la tabla 3.4 mediante las ecuaciones (3.3), (3.4) y (3.5), se resumen en la tabla 3.5.

La figura 3.6 muestra la respuesta en frecuencia del *MFB* simulada en LTSpice para los valores seleccionados en tabla 3.4.

Parámetro	Valor
Frecuencia natural f_n	80,4 Hz
Amortiguamiento ζ	0,197
Frecuencia de resonancia f_{res}	77,1 Hz

Tabla 3.5: Parámetros del filtro MFB resultantes de los valores de componentes adoptados.

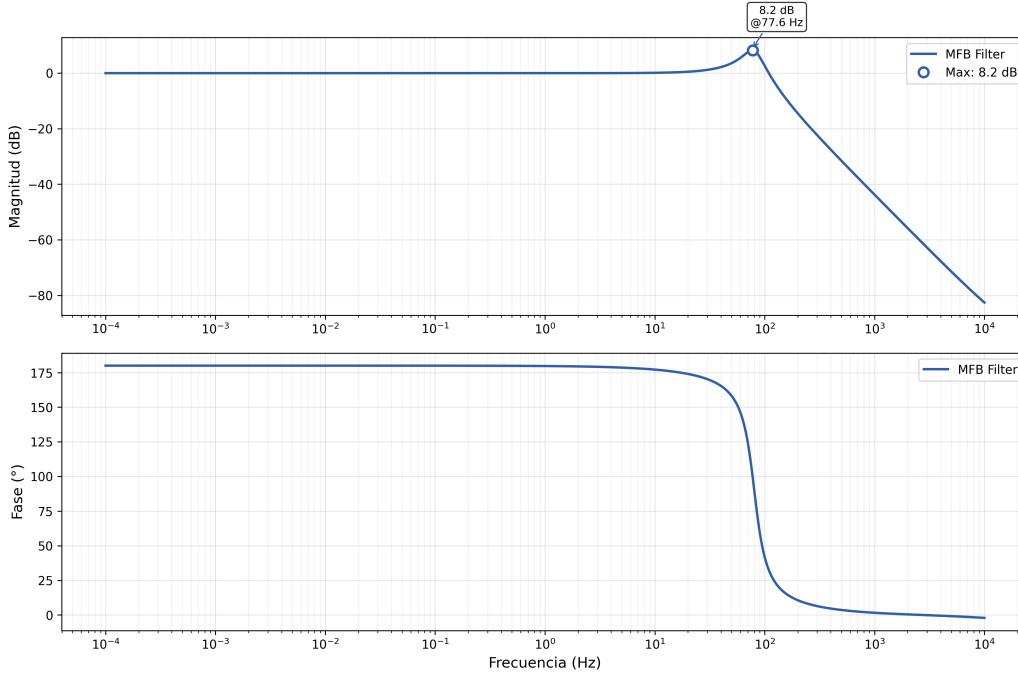


Figura 3.6: Simulación LTSpice de la respuesta en frecuencia del filtro pasa-bajos MFB con ganancia unitaria correspondiente a la segunda etapa de ambos canales.

3.5.3. Etapa de Ganancia Fija (Tercera Etapa)

La etapa final corresponde a una configuración inversora de ganancia fija, idéntica en ambos canales y diferenciada únicamente en el valor de R_5 , que determina la ganancia de acuerdo con la amplitud característica de cada señal.

El esquema de esta etapa se presenta en la figura 3.7. El capacitor C_d en serie con R_4 bloquea la componente de continua en la entrada, estableciendo además el polo de baja frecuencia de la etapa.

La ganancia de la etapa y la frecuencia del polo de baja frecuencia vienen dadas por

$$A_v = -\frac{R_5}{R_4},$$

$$f_{dc} = \frac{1}{2\pi R_4 C_d}.$$

Los valores de diseño para ambos canales se presentan en la tabla 3.6.

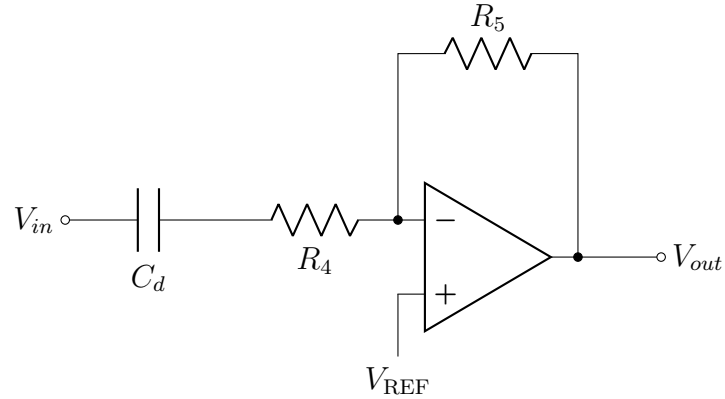


Figura 3.7: Etapa de ganancia fija: amplificador inversor con bloqueo de continua mediante C_d .

Parámetro	Expresión	ECG	BCG
A_v	$-R_5/R_4$	100 V/V	56,2 V/V
f_{dc}	$1/(2\pi R_4 C_d)$	< 80 mHz	

Tabla 3.6: Parámetros de diseño de la etapa de ganancia fija.

Considerando la ganancia establecida en la primera etapa e intentando aprovechar la totalidad del rango de excursión con el que cuenta el SAADC, se definen los valores de componentes para cada canal:

Canal	R_4	R_5	C_d
ECG	100 k Ω	10 M Ω	22 μ F
BCG	100 k Ω	5,62 M Ω	22 μ F

Tabla 3.7: Valores de componentes de la etapa de ganancia fija para ambos canales.

Con los valores de la tabla 3.7, la frecuencia del polo resulta $f_{dc} = 1/(2\pi \times 100 \text{ k}\Omega \times 22 \mu\text{F}) \approx 72 \text{ mHz}$ para ambos canales.

3.5.4. Canales Completos

A continuación, en la figura 3.8 se muestra el esquema final de ambos canales junto a los valores seleccionados para los componentes pasivos. Luego, la figura 3.9 muestra la transferencia de ambos canales simulada en LTSpice, con la ganancia variable configurada en el mínimo para cada canal. De esta simulación se destaca la semejanza del desfase de ambos canales en la banda de interés [6, 30] Hz, así como su semejanza en ganancia a menos de un factor multiplicativo.

Capítulo 3. Diseño de Dispositivo Vestible Adquisidor de ECG y BCG

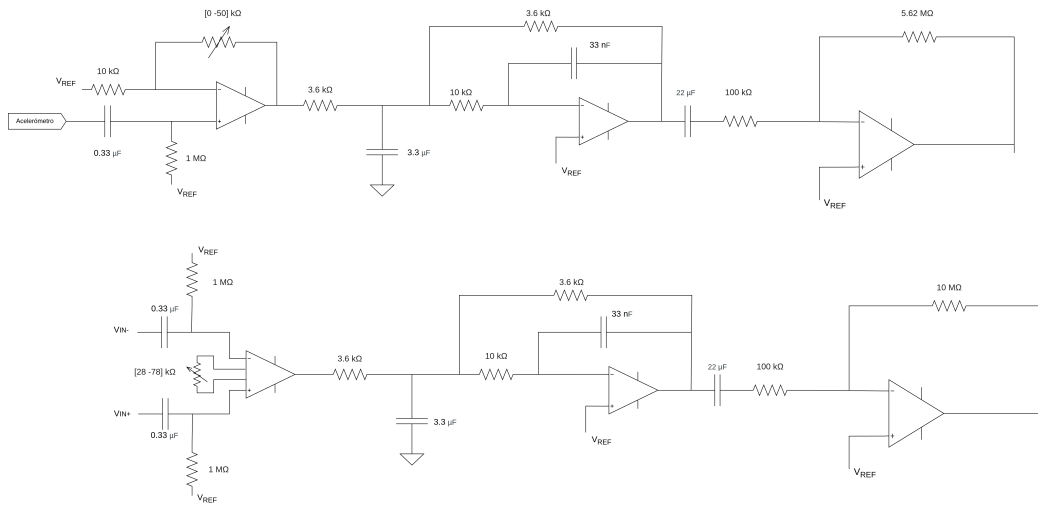


Figura 3.8: Esquema de los canales BCG (superior) y ECG (inferior) con los valores de componentes adoptados. Cada canal cuenta con una etapa de ganancia variable (amplificador de instrumentación para el ECG y amplificador no inversor para el BCG), una etapa de filtrado pasa-bajos MFB de ganancia unitaria y una etapa final de ganancia fija en configuración inversora.

La ganancia total de cada canal resulta del producto de las tres etapas. Dado que la etapa MFB presenta ganancia unitaria en la banda de interés, la ganancia total queda determinada por el producto de la primera y tercera etapa:

- Canal ECG: $[10,4 \times 100, 20 \times 100] = [1040, 2000] \text{ V/V}$.
- Canal BCG: $[1 \times 56,2, 6 \times 56,2] = [56, 337] \text{ V/V}$.

A modo de cuantificar el retardo temporal introducido por los canales sobre las señales en cuestión, se calcula el retardo de grupo (τ) de los canales en la banda de interés como $\tau = \frac{d\phi}{d\omega}$. Siendo ϕ el desfase introducido por el AFE sobre una entrada de frecuencia angular ω . De la figura 3.10 se desprende que el retardo de grupo medio introducido por los AFEs en la banda de interés es de $1,71 \text{ ms}$ y $1,65 \text{ ms}$ en los canales de ECG y BCG respectivamente. Logrando así cumplir con el requerimiento impuesto en la sección 3.2.

3.6. Implementación

Esta sección describe el diseño del PCB del dispositivo, incluyendo la elección de componentes pasivos y el diseño del layout en *Altium Designer*⁶.

⁶<https://www.altium.com/es/altium-designer?srsltid=AfmBOopmEFIWQL0jVAbjtFtbEm8fiPIjLDdCW9ycmiT0mykHEGnejx1f>

3.6. Implementación

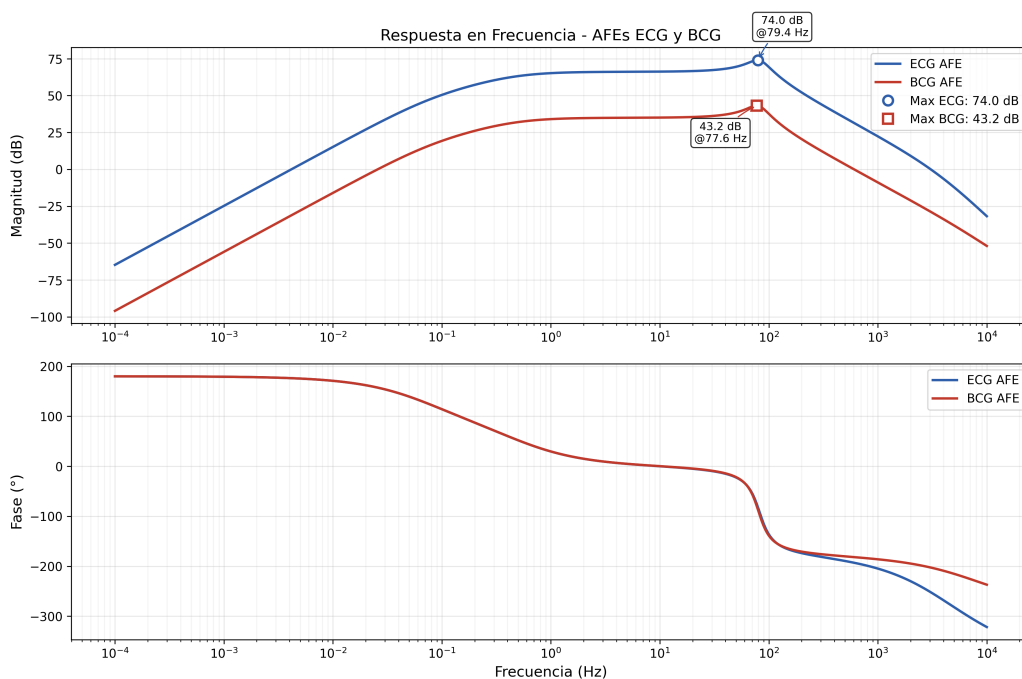


Figura 3.9: Simulaciones de la respuesta en frecuencia simulada de los canales completos de ECG y BCG.

3.6.1. Elección de Componentes Pasivos

Para los componentes pasivos se utilizaron resistencias y condensadores en formato *0805*, logrando un compromiso entre miniaturización y facilidad de ensamblado manual. Se emplearon resistencias con tolerancia del 1% y condensadores del 5% o 10% según el valor comercial disponible.

El control de tolerancias resulta relevante por dos motivos. En primer lugar, la ganancia y la ubicación de los polos de cada etapa dependen directamente de los valores de los componentes pasivos. En segundo lugar, el apareamiento entre canales es fundamental para que ambos AFEs introduzcan el mismo retardo y la misma distorsión, minimizando diferencias relativas de fase en las señales adquiridas.

A modo de evaluar el efecto de la dispersión de los componentes pasivos sobre la respuesta en frecuencia en la banda de interés, se realizaron simulaciones Monte Carlo variando los componentes que implementan al filtro MFB. Para esta simulación se tuvo en cuenta únicamente el efecto de la etapa MFB puesto que los polos inducidos por la misma son los que se encuentran más próximos a la banda [6, 30] Hz. Los resultados se presentan en la figura 3.11, donde se observa que la dispersión de la frecuencia de resonancia del filtro se encuentra en el rango de 72,4 Hz a 83,2 Hz.

A partir de la simulación Monte Carlo se calcula $\tau = \frac{d\phi}{d\omega}$, permitiendo cuantificar el efecto de la dispersión de los componentes del MFB sobre el retardo temporal introducido por el AFE sobre una señal dentro de la banda de interés.

Capítulo 3. Diseño de Dispositivo Vestible Adquisidor de ECG y BCG

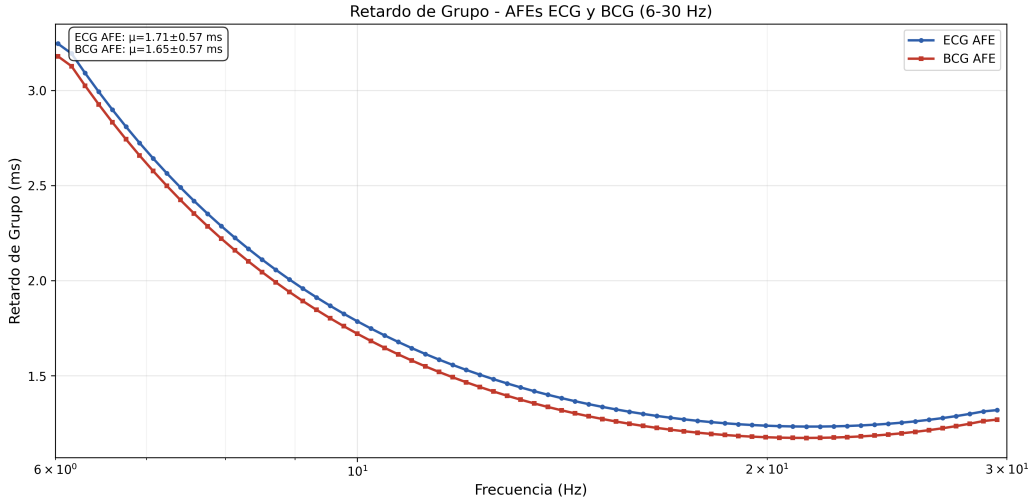


Figura 3.10: Retardo de grupo simulado de los canales ECG y BCG en la banda de 6 Hz a 30 Hz.

De la figura 3.12 se desprende que el impacto de la dispersión de los componentes del MFB resulta en un retardo de grupo con media $\mu = 1,69$ ms y desviación estándar $\sigma = 0,57$ ms.

A partir de la media y varianza del retardo de grupo se calcula que la probabilidad de que este se encuentre por debajo del umbral de 2 ms establecido como criterio de diseño es

$$P(\tau \leq 2 \text{ ms}) = \Phi\left(\frac{2,00 - 1,69}{0,57}\right) = \Phi(0,544) \approx 70,7\%.$$

Con el objetivo de aumentar $P(\tau \leq 2 \text{ ms})$ frente a variaciones en los componentes pasivos del MFB, como se mencionó en la subsección 3.5.2, se evaluó desplazar la frecuencia de resonancia del MFB hacia una frecuencia mayor. Esta modificación buscaba aumentar la linealidad de la fase en la banda de interés ($[6, 30] \text{ Hz}$), y en consecuencia, reducir el retardo de grupo en dicha banda. El análisis correspondiente se presenta en el apéndice D.

Esa alternativa fue considerada durante la etapa de validación. Sin embargo, el incremento en el ancho de banda introduce un compromiso con el nivel de ruido, afectando negativamente el rendimiento del canal, por lo que no se realizaron cambios respecto al diseño original.

3.6.2. Diseño del Layout

El dispositivo vestible fue diseñado en el software CAD **Altium Designer**, considerando como criterios principales la miniaturización, la facilidad de ensamblado manual y la capacidad de depuración por etapas.

El layout se planteó con un enfoque modular, permitiendo el desacople de cada etapa de ambos AFEs mediante resistencias de 0Ω y *jumpers*, lo que facilita

3.7. Validación

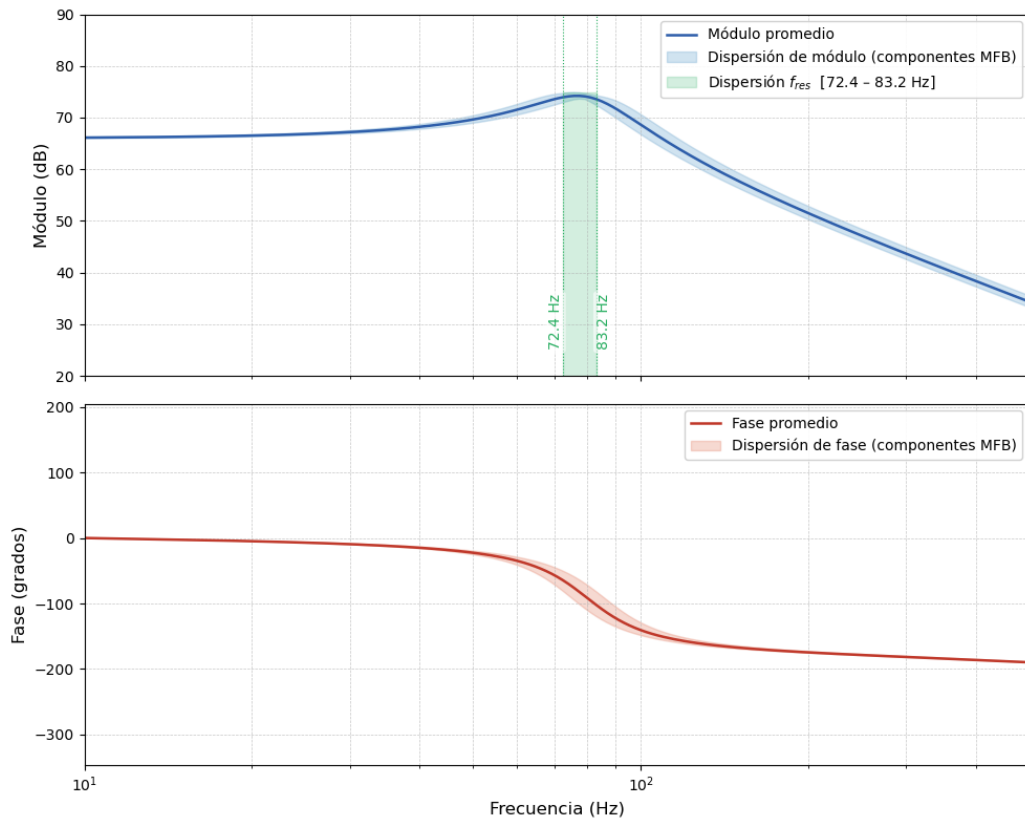


Figura 3.11: Simulación Monte Carlo de la transferencia de la etapa *Multiple Feedback*. Se observa la dispersión en la frecuencia de resonancia producto de las tolerancias de los componentes.

la caracterización independiente de cada bloque. El resultado es un PCB de dos capas cuya cara inferior integra dos *pads* que permiten el anclaje mecánico a una cinta deportiva con electrodos para la adquisición de ECG. La cara superior incorpora dos zócalos hembra para la interconexión con el módulo **Seed XIAO BLE nRF52840**, encargado del muestreo de ambas señales y su transmisión por BLE, así como el acelerómetro encargado de la generación de la señal de BCG y los AFEs de ambos canales. La tensión de referencia V_{REF} se genera a partir de la salida de 3,3 V del módulo y se distribuye como nivel de polarización común para todas las etapas analógicas.

El diseño cuenta con planos de tierra en ambas capas interconectados mediante *via stitching*, para reducir la impedancia de los caminos de retorno de corriente. El apéndice F contiene imágenes adicionales del dispositivo.

3.7. Validación

En esta sección se presentan los resultados de las mediciones realizadas sobre las distintas etapas del diseño, con el objetivo de validar el comportamiento de los

Capítulo 3. Diseño de Dispositivo Vestible Adquisidor de ECG y BCG

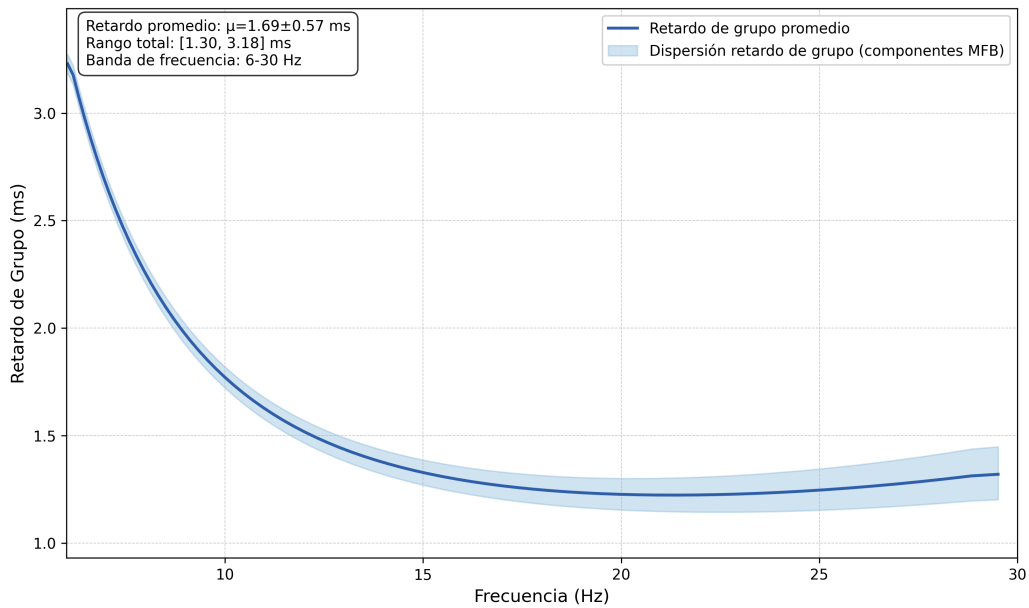


Figura 3.12: Simulación Monte Carlo del retardo de grupo de la etapa *Multiple Feedback*. Se observa la dispersión del retardo producto de las tolerancias de los componentes, con media $\mu = 1,69$ ms y desviación estándar $\sigma = 0,57$ ms.

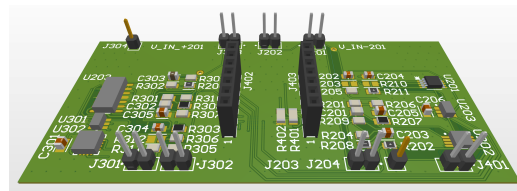


Figura 3.13: Vista 3D de la cara superior del PCB.

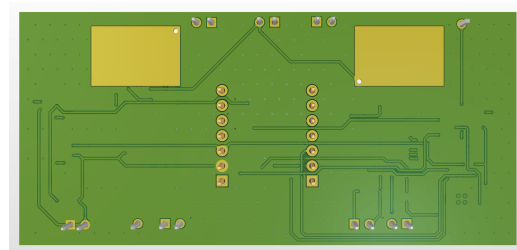


Figura 3.14: Vista 3D de la cara inferior del PCB.

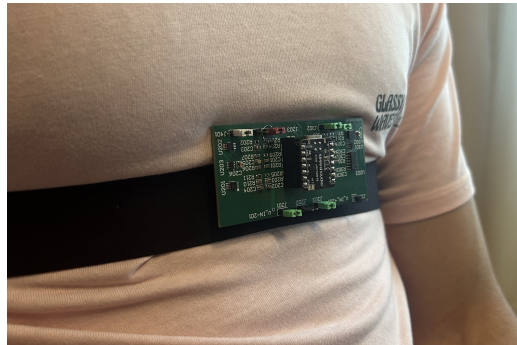


Figura 3.15: Usuario con dispositivo vestible conectado a electrodos secos.

Canal	V_{in}	$V_{out,mín}$	$V_{out,máx}$	Ganancia diseñada	Ganancia medida
BCG	30 mV	28 mV	170,1 mV	1–6	0,93–5,67
ECG	30 mV	314 mV	596,3 mV	10,4–20	10,47–19,88

Tabla 3.8: Resultados de caracterización de la etapa de ganancia variable.

AFEs implementados en términos de ganancia y respuesta en frecuencia. Todas las medidas de ganancia y diagramas de Bode fueron capturados con el **Analog Discovery 2 (AD2)**⁷.

Debido a limitaciones del **AD2**, cuya señal mínima de excitación para la obtención de diagramas de Bode es de 10 mV, no fue posible medir la transferencia completa de cada canal sin incurrir en saturación, dada la elevada ganancia de ambos canales. Por este motivo, se realizó una caracterización por etapas, evaluando cada bloque de forma independiente.

3.7.1. Etapa de Ganancia Variable

La etapa de ganancia variable fue desacoplada del resto del circuito y evaluada de forma independiente para ambos canales. Se utilizó una señal senoidal de 30 mV de amplitud y 20 Hz de frecuencia (valor que se encuentra dentro de la banda de interés). Desde la aplicación de PC (sobre la que se profundiza en el capítulo 5), se ajustó la ganancia al mínimo y al máximo configurables, registrando la amplitud de salida en cada caso. Los resultados obtenidos y su comparación con los valores de diseño se presentan en la tabla 3.8, donde se observa una buena concordancia entre los valores diseñados y los medidos.

⁷<https://digilent.com/reference/test-and-measurement/analog-discovery-2/start>

3.7.2. Respuesta en Frecuencia de la Etapa de Ganancia Variable

Las figuras 3.16 y 3.17 muestran la respuesta en frecuencia en el rango de 0 a 40 Hz de la etapa de entrada para los canales BCG y ECG respectivamente, realizada con una señal de entrada de 30 mV de amplitud. Se indica la banda de interés y la frecuencia de -3 dB correspondiente al polo de entrada.

Los valores medidos fueron 0,52 Hz para el canal BCG y 0,50 Hz para el canal ECG, ambos en buena concordancia con el valor de diseño de 0,48 Hz.

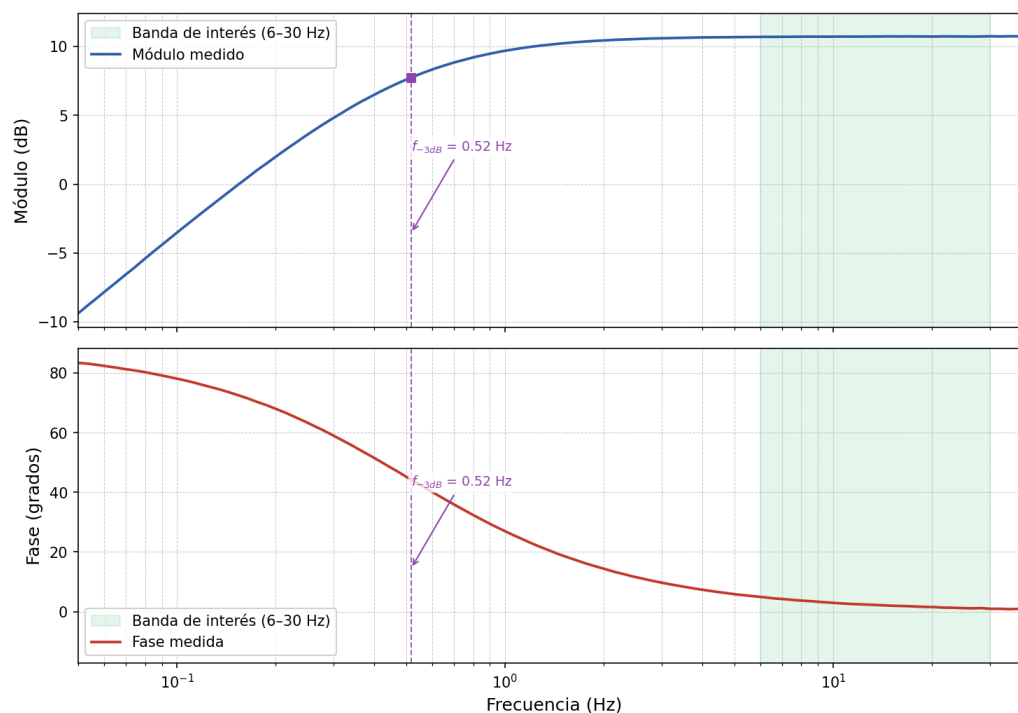


Figura 3.16: Respuesta en frecuencia (ganancia y fase) de la etapa de entrada del canal BCG. Se indica la banda de interés y la frecuencia de -3 dB del polo de entrada, medida en 0,52 Hz.

3.7.3. Respuesta en Frecuencia del MFB

Para evaluar la respuesta en frecuencia de ambos canales en la etapa del filtro MFB se realizó un diagrama de Bode con una señal de entrada de 100 mV de amplitud. Los diagramas para ambos canales se muestran en las figuras 3.18 y 3.19 para el canal de BCG y ECG respectivamente.

En ambos casos la frecuencia de resonancia medida difiere del valor de diseño $f_{res} = 77,1$ Hz: se obtuvieron 90,9 Hz para el canal BCG y 90,0 Hz para el canal ECG, correspondiendo a desviaciones del 17,9 % y 16,7 % respectivamente.

El análisis de tolerancias de peor caso, desarrollado en el apéndice E, predice para f_{res} un rango aproximado de 67,3 Hz a 79,8 Hz. Los valores medidos se sitúan por encima de este rango, por lo que se realizaron verificaciones adicionales para

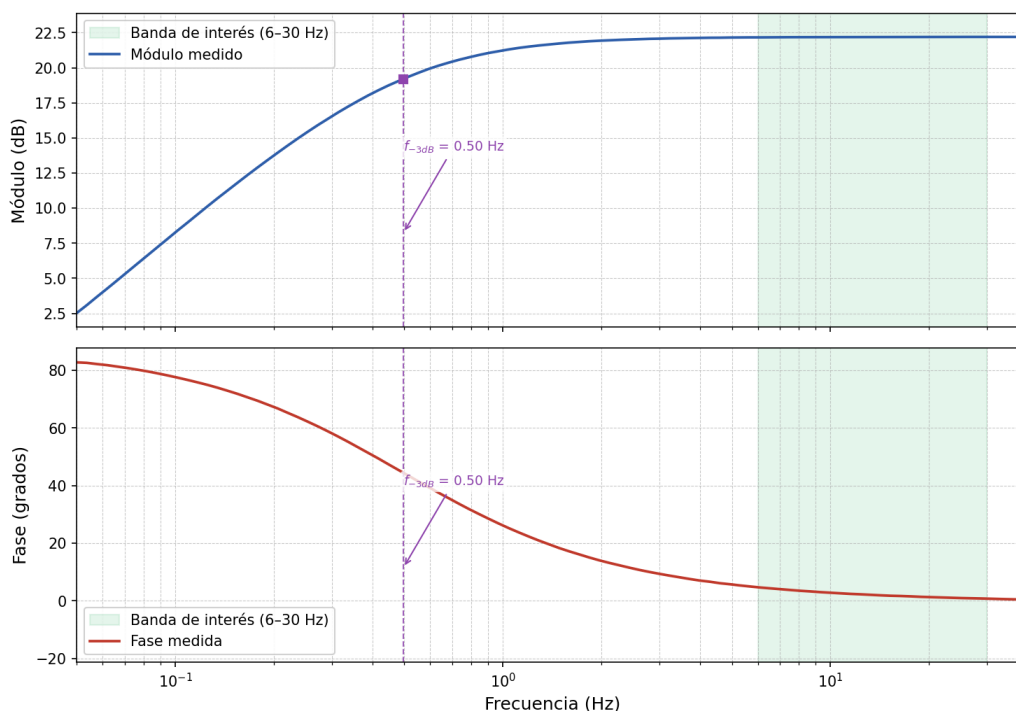


Figura 3.17: Respuesta en frecuencia (ganancia y fase) de la etapa de entrada del canal ECG. Se indica la banda de interés y la frecuencia de -3 dB del polo de entrada, medida en $0,50$ Hz.

descartar otras causas. La capacidad efectiva de C_1 fue comprobada mediante medición directa, obteniéndose el valor nominal de $3,3 \mu\text{F}$. El efecto de reducción de capacidad por tensión de polarización DC (*DC bias effect*) fue evaluado mediante la herramienta de simulación provista por el fabricante Kyocera-AVX⁸, resultando en una variación inferior al 1% para la tensión de bias presente en el circuito, descartándose como causa del desvío.

La causa exacta del remanente no fue identificada de forma concluyente. El hecho de que ambos canales presenten prácticamente el mismo corrimiento sugiere un origen sistemático común. El desplazamiento de los polos hacia más altas frecuencias, aumenta el ancho de banda efectivo (introduciendo con esto más ruido) y aumenta la linealidad de la fase en la banda de interés, disminuyendo así el retardo de grupo.

3.7.4. Etapa de Ganancia Fija (Tercera Etapa)

La etapa de ganancia fija fue igualmente desacoplada y evaluada de forma independiente. Se utilizó una señal senoidal de 10 mV de amplitud y 10 Hz de frecuencia. Los resultados obtenidos se presentan en la tabla 3.9. Se observa que los resultados medidos coinciden de forma prácticamente exacta con los diseñados.

⁸Herramienta de simulación SpiCAT

Capítulo 3. Diseño de Dispositivo Vestible Adquisidor de ECG y BCG

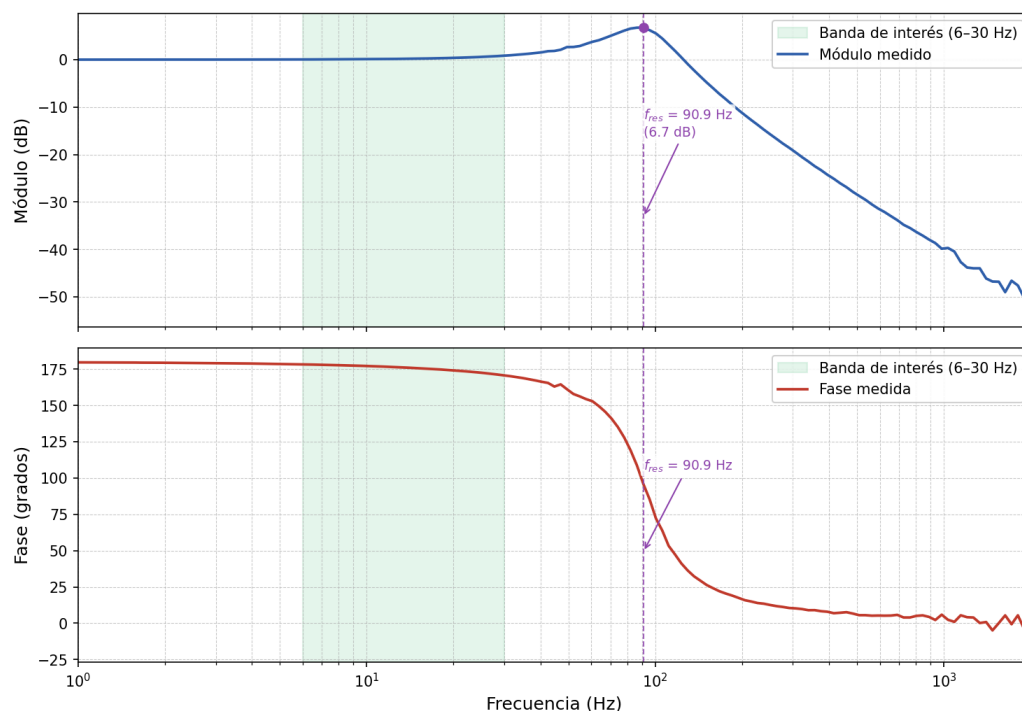


Figura 3.18: Respuesta en frecuencia (ganancia y fase) de la etapa MFB del canal BCG. Se indica la banda de interés y la frecuencia de resonancia medida en 90,9 Hz con una ganancia de 6,7 dB.

Canal	V_{in}	V_{out}	Ganancia diseñada	Ganancia medida
ECG	10 mV	1,00 V	100	100
BCG	10 mV	0,56 V	56,2	56

Tabla 3.9: Resultados de caracterización de la etapa de ganancia fija.

3.7.5. Ruido en Canales y Alimentación

Durante la validación del dispositivo se identificó la presencia de un componente de ruido dominante en torno a 10 Hz en la salida de ambos canales. A partir de mediciones simultáneas de la salida de los canales y la tensión de alimentación utilizada por el AFE, se verificó que dicho componente de ruido provenía de la tensión de alimentación del dispositivo vestible, generado a partir del regulador lineal (LDO) del módulo **Seeed XIAO BLE nRF52840**.

Con el objetivo de determinar el impacto de los artefactos de ruido provenientes de la alimentación sobre los canales, se realizaron medidas del nivel de ruido a la salida del canal de ECG bajo dos escenarios:

- Alimentando el dispositivo vestible mediante batería a través del módulo **Seeed XIAO BLE nRF52840**.

3.7. Validación

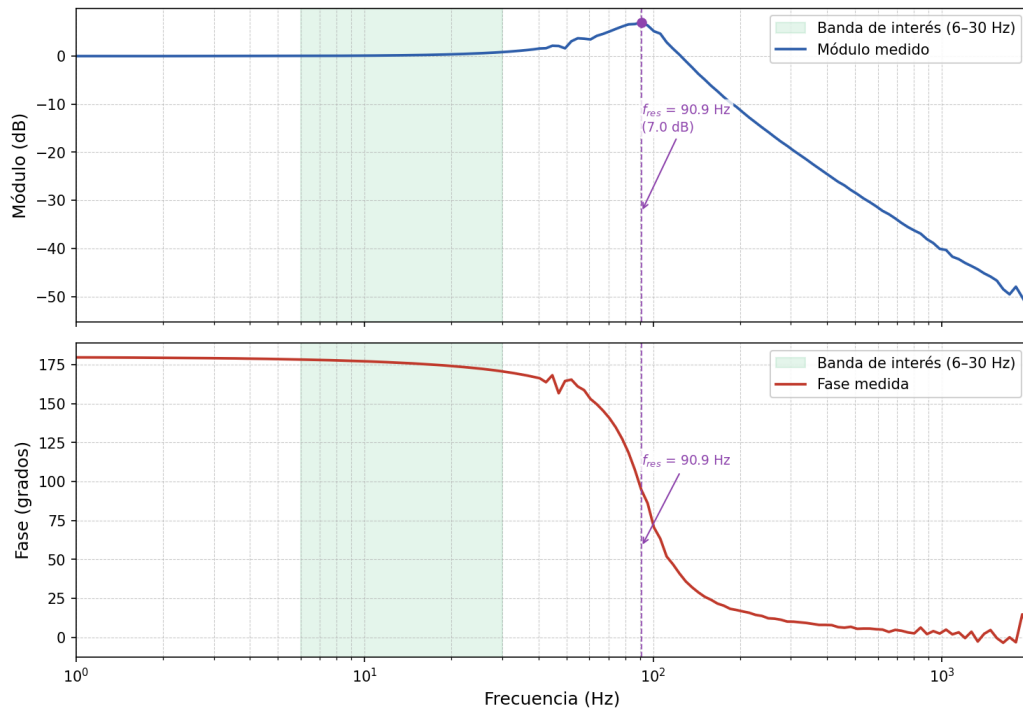


Figura 3.19: Respuesta en frecuencia (ganancia y fase) de la etapa MFB del canal ECG. Se indica la banda de interés y la frecuencia de resonancia medida en 90,0 Hz con una ganancia de 7,0 dB.

- El dispositivo formado únicamente por el AFE, alimentado a través del AD2.

Dichos escenarios permiten comparar el comportamiento del sistema en presencia y ausencia del regulador del módulo como fuente de alimentación. En ambos casos se cortocircuitó la entrada diferencial del ECG y se conectó a tierra la entrada del BCG a modo de no introducir ninguna señal en la entrada de los canales. La figura 3.20 reúne un conjunto de medidas temporales que demuestran la presencia de artefactos de ruido periódico en la tensión de alimentación del **Seeed XIAO BLE nRF52840**.

En el panel inferior de la figura 3.20 se observa que la tensión generada por el LDO del módulo **Seeed XIAO BLE nRF52840** presenta un artefacto de ruido periódico cada 100 ms aproximadamente, mientras que la alimentación provista por el AD2 carece de dichos artefactos. A su vez, se observa en el panel de la izquierda la propagación del ruido periódico sobre la salida del canal. Mientras que, como se observa en el panel de la derecha, al alimentar al AFE con el AD2, la salida del canal carece de los artefactos periódicos.

Para caracterizar espectralmente el ruido presente en la tensión generada por el LDO y su incidencia sobre la salida de los AFEs, se capturaron FFTs sobre la salida del canal de ECG y sobre la alimentación bajo ambos escenarios. En el panel izquierdo de la figura 3.21, se observa que la tensión de alimentación del LDO presenta componentes a 10 Hz y sus armónicos (20 Hz, 30 Hz, 40 Hz, 50 Hz), que

Capítulo 3. Diseño de Dispositivo Vestible Adquisidor de ECG y BCG

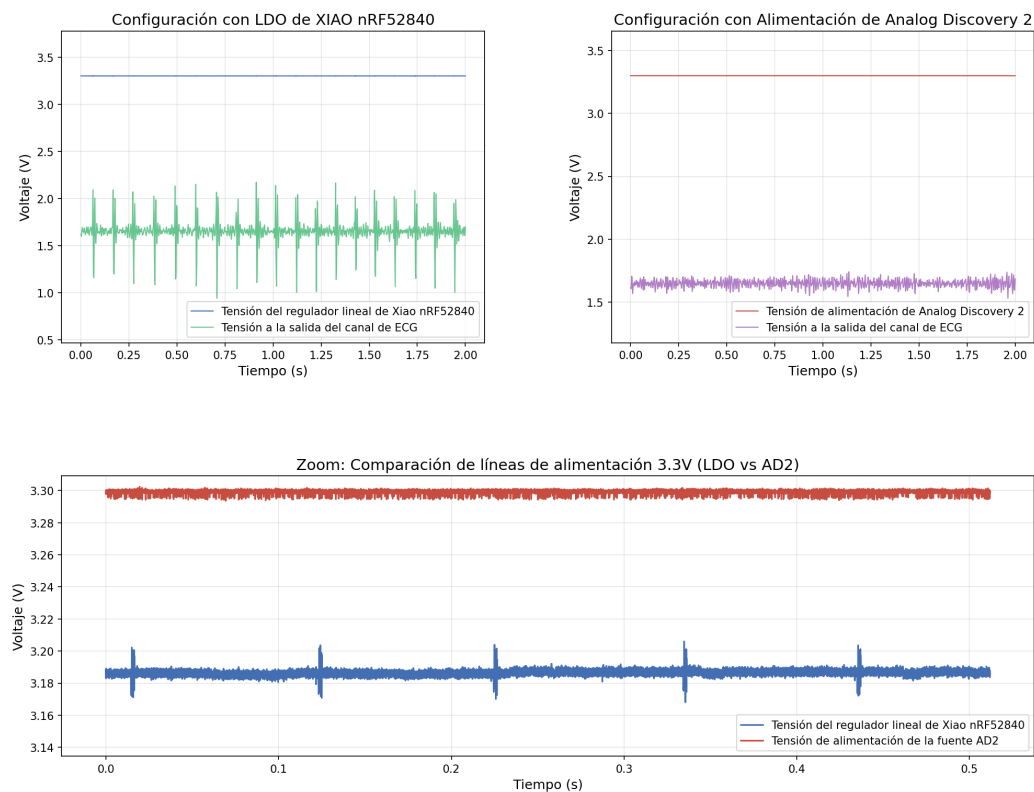


Figura 3.20: Comparación de señales de tensión en dominio temporal en dos escenarios de alimentación. Panel superior izquierdo: tensión del regulador lineal (LDO) del **Seed XIAO BLE nRF52840** y tensión a la salida del canal de ECG con entrada cortocircuitada, alimentado con batería. Panel superior derecho: tensión de alimentación del Analog Discovery 2 y tensión a la salida del canal de ECG con la misma configuración. Panel inferior: zoom sobre las líneas de alimentación de 3,3 V de ambas configuraciones (LDO vs. AD2), destacando las diferencias de ruido en la tensión de suministro.

se replican en la salida del canal de ECG. En el panel derecho se observa que la señal de alimentación del AD2 carece de tales componentes, y por ende estos no se observan en la salida del canal, confirmando el origen del ruido en el LDO.

Se busca identificar la causa de los artefactos de ruido sobre el LDO. Como se muestra en la figura 3.22, el regulador presenta un transitorio en su tensión de salida ante escalones en la corriente demandada. Estos transitorios pueden ser la causa de los artefactos observados en la figura 3.20.

Para validar esta hipótesis, se analiza la periodicidad de los artefactos. Se observa que esta coincide con los eventos de *advertising* BLE, durante los cuales el microcontrolador demanda picos de corriente al regulador, como se evidencia en la figura 3.23. Cada uno de estos eventos constituye un pico de corriente que induce la respuesta transitoria del LDO generando los artefactos observados.

3.7. Validación

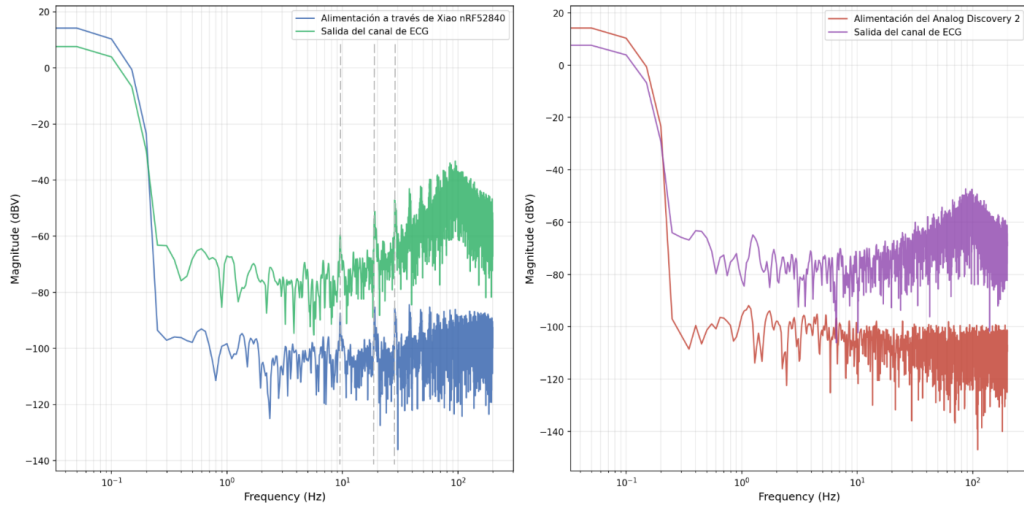


Figura 3.21: FFT de la tensión de alimentación y la salida del canal de ECG para ambos escenarios. Con batería (izquierda) se aprecian componentes a 10 Hz y sus armónicos replicados en la salida (indicados con línea punteada el componente de ruido en 10 Hz y sus primeros dos armónicos). Con el AD2, dichos componentes no se observan en ninguna de las dos señales.

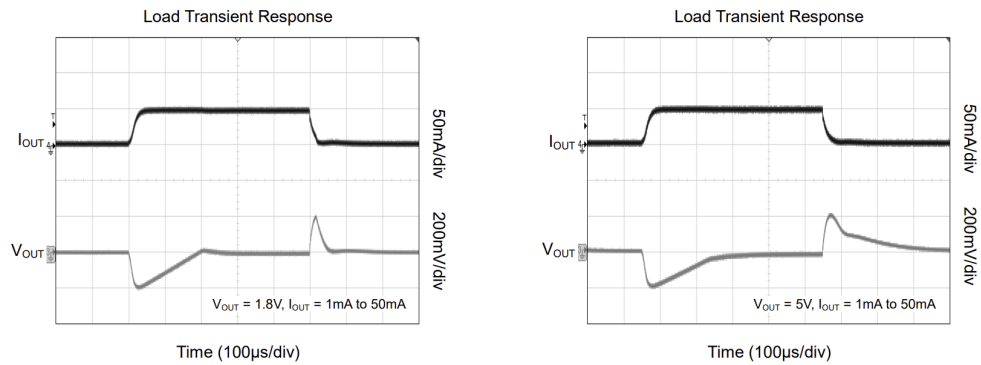


Figura 3.22: Respuesta transitoria del regulador de tensión del módulo **Seed XIAO BLE nRF52840** ante un escalón en la corriente de carga.

3.7.6. Retardo de Grupo

Como última etapa de validación se calculó el retardo de grupo a partir de las transferencias medidas. El retardo de grupo se define como la derivada negativa de la fase de la respuesta en frecuencia respecto a la frecuencia angular

$$\tau_g(\omega) = -\frac{d\phi(\omega)}{d\omega},$$

donde $\phi(\omega) = \angle H(j\omega)$ es la fase de la función de transferencia evaluada sobre el eje imaginario y $\omega = 2\pi f$ es la frecuencia angular en rad/s. Para su cálculo numérico a partir de datos medidos, se obtiene primero la fase de $H(j\omega)$ y luego se estima la derivada mediante diferencias finitas centradas sobre la grilla de frecuencias

Capítulo 3. Diseño de Dispositivo Vestible Adquisidor de ECG y BCG

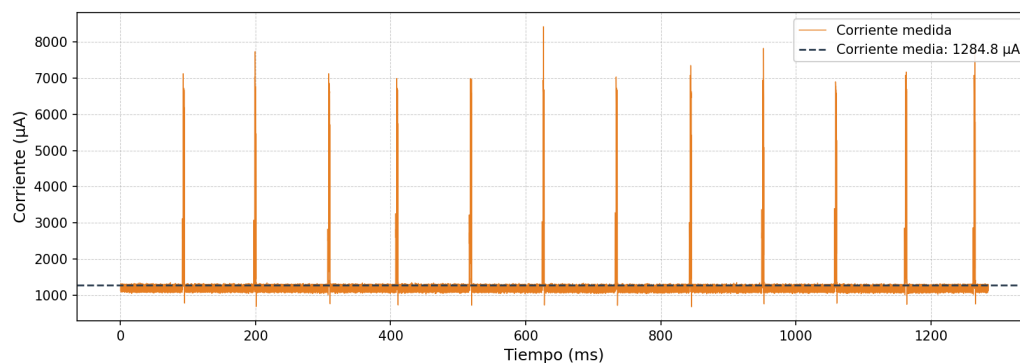


Figura 3.23: Consumo de corriente del microcontrolador durante la etapa de *advertising* Bluetooth. Se indican los valores medios y los picos asociados a los eventos de transmisión.

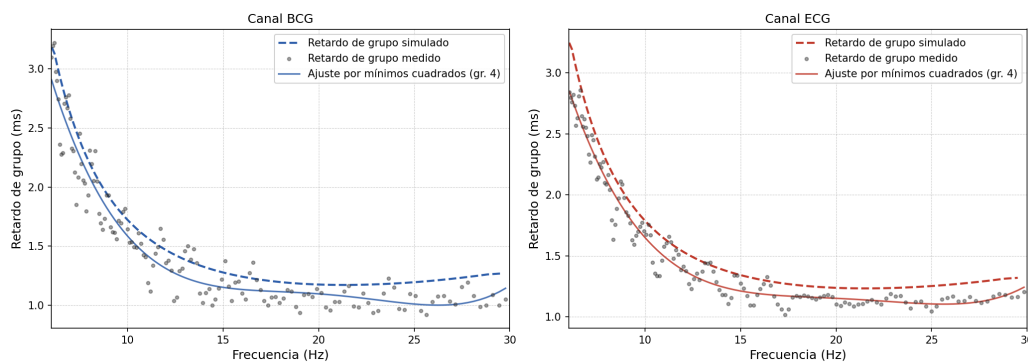


Figura 3.24: Retardo de grupo de los canales ECG y BCG: valores calculados a partir de las mediciones (ajustados por mínimos cuadrados a un polinomio de cuarto orden) y valores simulados. Se indica la banda de interés [6, 30] Hz.

disponible. Con el objetivo de suavizar el resultado ante el ruido de medición, se ajusta un polinomio de cuarto orden por mínimos cuadrados sobre los valores calculados.

La figura 3.24 muestra la comparación entre el retardo de grupo simulado y el calculado a partir de las mediciones para ambos canales. Se observa una buena concordancia en la banda de interés [6, 30] Hz: los valores medios medidos resultan 1,36 ms para el canal ECG y 1,30 ms para el canal BCG, ambos por debajo del umbral de 2 ms establecido como requerimiento.

Los valores medidos resultan menores que los simulados, lo cual es consistente con el desplazamiento de la frecuencia de resonancia del filtro MFB hacia valores más altos que los de diseño (ver subsección 3.7.3): al ubicarse el polo más lejos de la banda de interés, su contribución al retardo de grupo en dicha banda es menor.

3.7.7. Consumo del AFE

Se realizó una medición de consumo del AFE operando con ambos canales activos a una tensión de alimentación de 3,3 V, utilizando el instrumento **Power**

3.8. Segunda Versión del Dispositivo

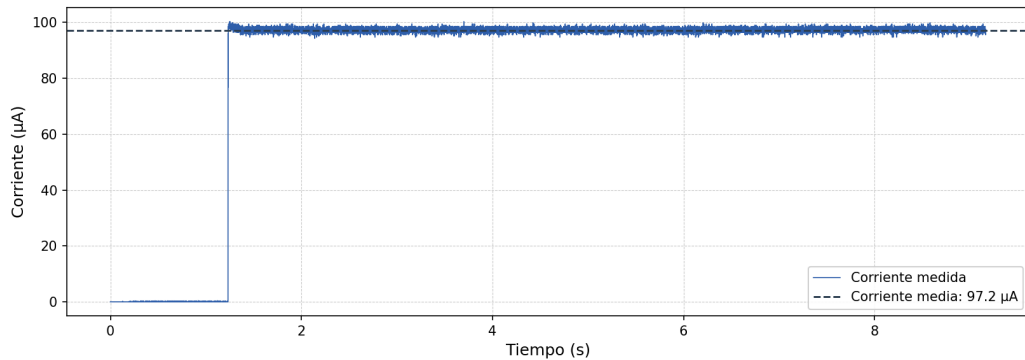


Figura 3.25: Consumo de corriente del *AFE* aislado con ambos canales activos a 3,3V. Se indica el valor medio de 97,2 µA.

Profiler Kit II⁹ (PPK2) de Nordic Semiconductor. La figura 3.25 muestra la captura obtenida, donde se indica el valor medio de corriente medido. El consumo medio es de 97,2 µA.

3.8. Segunda Versión del Dispositivo

Debido a la presencia de los componentes de ruido identificados, así como a errores de diseño a nivel de esquemático y de *layout* detectados durante la validación del dispositivo, se realizaron modificaciones en el proyecto de Altium Designer. A partir de estas correcciones se desarrolló una nueva versión del *hardware* (Rev2). En este trabajo se incluyen los archivos de fabricación correspondientes a dicha revisión, con el objetivo de que futuros desarrollos puedan continuar sobre esta base corregida. La sección F.2 detalla los cambios implementados en esta segunda versión del dispositivo.

⁹<https://www.nordicsemi.com/Products/Development-hardware/Power-Profiler-Kit-2>

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Capítulo 4

Firmware

4.1. Introducción

El dispositivo vestible diseñado en el capítulo 3 incorpora capacidades que no estaban presentes en el sistema desarrollado por *WeAreBLEps*: adquisición simultánea de dos canales, ganancia ajustable de forma independiente mediante potenciómetros digitales **MCP4022**, y frecuencia de muestreo configurable hasta 10 kHz. Para que estas capacidades sean operables, el firmware debe extenderse para soportar la selección dinámica de canales, el control independiente de ganancia y la transmisión de los datos adquiridos en modo multicanal.

Este capítulo describe el desarrollo de firmware realizado con ese objetivo. El trabajo tomó como base el firmware del proyecto *WeAreBLEps*¹ [2], incorporándolo al repositorio sobre el cual se hicieron todas las extensiones *ColECars*².

La estrategia adoptada fue preservar la arquitectura del firmware provisto y concentrar esfuerzos en extensiones puntuales para satisfacer los requerimientos de nuestro trabajo:

- selección de canales de adquisición (ECG/BCG),
- control de ganancia independiente por canal mediante potenciómetros digitales,
- adaptación del firmware a nuevas configuraciones de hardware mediante *devicetree overlays*.

Para mantener trazabilidad técnica, se distingue entre:

- **Componentes heredados:**
 - adquisición mediante el SAADC,

¹Repositorio de *WeAreBLEps*: <https://gitlab.fing.edu.uy/pilar.suarez/wearbleps>

²Repositorio de *ColECars* <https://gitlab.fing.edu.uy/felipe.robaina/PFC-colecars>

Capítulo 4. Firmware

- módulo *timer* para disparo de eventos (adquisición de muestras),
 - cola de mensajes y transmisión BLE.
- **Componentes extendidos en esta tesis:**
- protocolo BLE para configuración de parámetros de adquisición
 - adquisición en múltiples canales
 - control de ganancia por canal
 - generación de código independiente de la plataforma a partir del uso de *overlays*.

4.2. Conceptos Base

Los siguientes conceptos son centrales para el desarrollo descrito en este capítulo; para una descripción detallada se remite a *WeAreBLEps* [2].

- **Zephyr RTOS:** sistema operativo en tiempo real sobre el que se construye el firmware del sistema.
- **Devicetree:** mecanismo de descripción de hardware que permite especificar, de forma declarativa y desacoplada del código fuente: los periféricos, recursos y configuraciones de un hardware. El devicetree, procesado en tiempo de compilación permite la portabilidad y escalabilidad del firmware.
- **DeviceTree Overlay:** archivo que permite modificar o extender la descripción de hardware definida en el DeviceTree base de una plataforma, sin alterar los archivos originales. Se utiliza para personalizar la configuración de periféricos o agregar nuevos dispositivos, manteniendo la portabilidad y reutilización del código.
- **nrfx:** biblioteca de controladores de bajo nivel desarrollada por Nordic Semiconductor que proporciona acceso directo a los periféricos del microcontrolador.

4.3. Requerimientos

Se definen requerimientos de firmware necesarios para garantizar el control adecuado del hardware desarrollado y la interacción de la plataforma vestible con la aplicación de usuario (PC). Estos requerimientos constituyen principalmente extensiones sobre la implementación heredada, con el objetivo de adaptarla a las nuevas capacidades del sistema.

- Adquisición simultánea o independiente de canales de ECG y BCG.
- Ajuste independiente de ganancia para canales de ECG y BCG.

4.4. Arquitectura Heredada de *WeAreBLEps*

El firmware provisto fue desarrollado en el entorno `nRF Connect SDK v2.6.0` de Nordic Semiconductor, sobre una arquitectura modular basada en `Zephyr` y `nrfx`. Su función principal es la captura de señales de ECG y BCG en un dispositivo vestible, configurable mediante comandos BLE enviados desde una aplicación de usuario (PC). A nivel de aplicación, el firmware se organiza en los siguientes módulos principales:

- **Módulo BLE:** Gestiona la comunicación inalámbrica. Maneja el *advertising*, conexiones GATT, la negociación de MTU y PHY, y re-anuncia automáticamente al desconectarse. Expone dos servicios: uno de muestreo (notificaciones con muestras ADC y batería) y uno de configuración (permite al cliente reconfigurar el ADC vía escritura BLE).
- **Módulo de Adquisición de Señales:** Controla el SAADC (ADC de 12 bits) del μC . Muestra hasta dos canales analógicos a frecuencia configurable mediante un Timer. Además, realiza un muestreo periódico de la batería del dispositivo.
- **Módulo GPIO:** Controla un potenciómetro digital externo a través de dos pines GPIO (CS y UD). Permite incrementar o decrementar su valor (con o sin guardado en EEPROM), lo que permite ajustar la ganancia del front-end analógico.
- **Módulo Power (Timer + PPI en el código):** gestiona el encendido y apagado del muestreo en función del estado de la conexión BLE.

Esta separación permite extender cada módulo de forma independiente sin reescribir el flujo completo, lo cual fue determinante para el desarrollo de este trabajo.

La figura 4.1, tomada de la documentación de *WeAreBLEps* [2], muestra el diagrama de bloques del firmware original. En el nivel superior se encuentra la capa de aplicación (*WeArBLEPS-Aplicación*), que contiene el módulo BLE y el módulo de adquisición de señales con sus submódulos de *Timer*, ADC y PPI. A su lado se ubican los módulos GPIO y Power. Estos módulos se apoyan sobre el *kernel* de `Zephyr`, sus *drivers* y librerías, que a su vez abstraen el acceso a los periféricos de hardware (Timer, ADC, GPIO, PPI y BLE) del microcontrolador. Las extensiones implementadas en este trabajo operan sobre la capa de aplicación, preservando la estructura de capas inferiores. La figura 4.2 ilustra a alto nivel el flujo de adquisición de datos del SAADC y su transmisión mediante BLE.

4.5. Extensiones Implementadas En Este Trabajo

Con el objetivo de mantener actualizada la base de código heredada se realizaron las actualizaciones necesarias en el firmware para asegurar su compatibilidad

Capítulo 4. Firmware

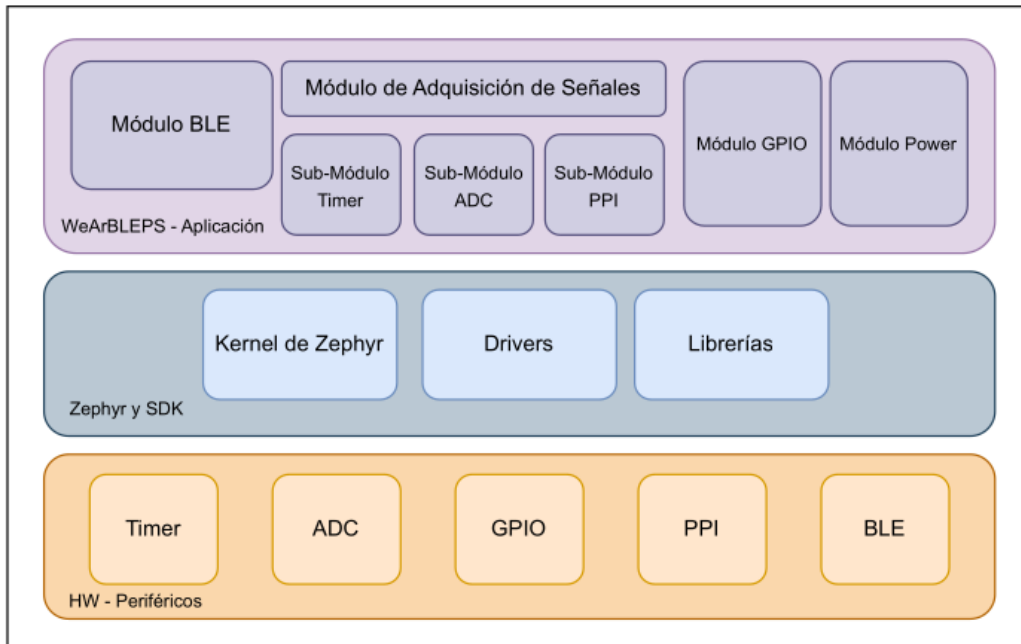


Figura 4.1: Diagrama de bloques del *firmware* de *WeAreBLEps* [2], mostrando la organización jerárquica de módulos y submódulos.

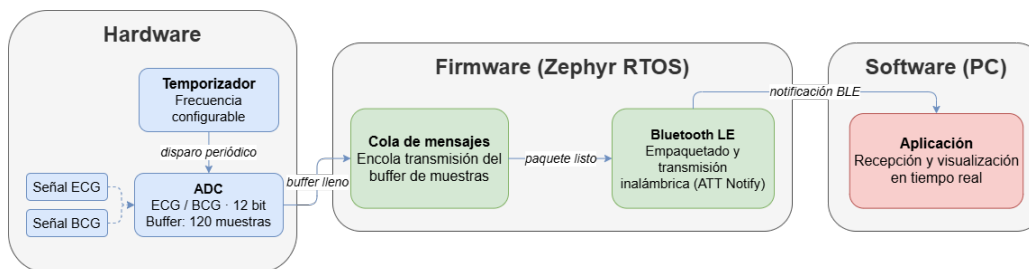


Figura 4.2: Diagrama de alto nivel del flujo de adquisición y transmisión de muestras en el firmware.

con la versión más reciente disponible al inicio del proyecto, `nRF Connect SDK v3.0.0`. Este proceso implicó el reemplazo de métodos en desuso tanto de Zephyr como de `nrfx`.

4.5.1. Adquisición en Múltiples Canales con Selección Dinámica

Se extendió el módulo ADC para soportar tres modos de adquisición seleccionables en tiempo de ejecución: canal BCG únicamente (AIN0), canal ECG únicamente (AIN1), o ambos canales de forma simultánea. Dicha selección se realiza mediante la función `adc_configure_channels(uint8_t channelNumber, uint8_t selectedChannel)`, invocada desde el handler BLE que atiende a escrituras en la configuración del número de canales a muestrear.

4.5. Extensiones Implementadas En Este Trabajo

Canal	CS (Chip Select)	U/D (Up/Down)
BCG	GPIO P0.29 (active low)	GPIO P0.28
ECG	GPIO P0.5 (active low)	GPIO P0.4

Tabla 4.1: Pines GPIO asignados al control de los potenciómetros digitales por canal.

Al configurar el muestreo de un único canal, el canal seleccionado (BCG o ECG) se asigna al índice 0 del SAADC. Luego, el módulo ADC adquiere la muestra a partir de la interrupción del periférico y es posteriormente agregada al *buffer* de transmisión BLE. Por otro lado, al configurar al dispositivo para la adquisición de ambas señales, se asigna al BCG al índice 0 (AIN0) y el ECG al índice 1 (AIN1). Ambas muestras son adquiridas y almacenadas de manera alternada en el *buffer* de transmisión como se muestra a continuación:

[BCG₀, ECG₀, BCG₁, ECG₁, . . . , BCG₅₉, ECG₅₉].

El tamaño del buffer se mantiene fijo en 120 muestras de tipo `int16_t` independientemente del número de canales activos, y los datos son enviados una vez que el buffer se llena. Al capturar ambos canales, cada canal aporta 60 muestras por paquete BLE, por lo que el *throughput* hacia la PC se duplica respecto al modo de canal único. La separación de las muestras entrelazadas se realiza en la aplicación de usuario, como se describe en el capítulo 5.

4.5.2. Ganancia Independiente por Canal

La ganancia de la primera etapa de los canales de ECG y BCG es controlable mediante potenciómetros digital **MCP4022**, que cuenta con 64 posiciones de *wiper* (0–63). Cada canal dispone de líneas de control del potenciómetro independientes, U/D (*up/down*) y CS (*chip select*), declaradas en el *overlay* de la placa:

Se define el siguiente conjunto de funciones para el control de los potenciómetros digitales **MCP4022**, cada una de las cuales genera un pulso en la línea U/D con la línea CS activa para incrementar o decrementar la posición del *wiper* en un paso:

```
void increment_pot_bcg(void);  
void decrement_pot_bcg(void);  
void increment_pot_ecg(void);  
void decrement_pot_ecg(void);
```

Estas funciones son llamadas en los callbacks BLE asociados a las solicitudes de cambio de ganancia de los canales de ECG y BCG comandados desde la aplicación de escritorio (PC).

Cada llamada modifica la posición del *wiper* en una unidad dentro del rango de 64 posiciones (0–63), lo que se traduce en un cambio incremental en la resistencia de realimentación de la primera etapa del AFE y, por lo tanto, en su ganancia (véase sección 3.3).

4.5.3. Extensión del Protocolo de Configuración BLE

Se extendió el protocolo de configuración BLE heredado de *WeAreBLEps* incorporando nuevos *opcodes* para el control de la ganancia independiente de cada canal y la selección del canal de adquisición activo. El protocolo mantiene el formato de trama de 3 bytes: [opcode, data_lo, data_hi], donde el valor de 16 bits se transmite en formato *little-endian*:

$$\text{value} = (\text{data}[2] \ll 8) | \text{data}[1]. \quad (4.1)$$

La tabla 4.2 lista los *opcodes* heredados de *WeAreBLEps* [2] y la tabla 4.3 los incorporados en este trabajo.

Parámetro	Opcode	Value
Cantidad de canales	0x01	1–2
Frecuencia de muestreo	0x02	20–10000
Ganancia del AFE (incrementar)	0x03	—
Ganancia del AFE (decrementar)	0x04	—

Tabla 4.2: *Opcodes* del protocolo de configuración BLE heredados de *WeAreBLEps* [2].

Parámetro	Opcode	Payload
Selección de canal activo	0x01	[n_ch, ch_sel]
Frecuencia de muestreo	0x02	[freq_lo, freq_hi]
Ganancia BCG (incrementar)	0x06	[0x00, 0x00]
Ganancia BCG (decrementar)	0x07	[0x00, 0x00]
Ganancia ECG (incrementar)	0x08	[0x00, 0x00]
Ganancia ECG (decrementar)	0x09	[0x00, 0x00]

Tabla 4.3: *Opcodes* incorporados en este trabajo. Para el opcode 0x01, n_ch indica el número de canales (1 ó 2) y ch_sel el canal activo en modo de canal único (0 = BCG, 1 = ECG). Para 0x02, el valor de frecuencia se transmite en formato *little-endian* de 16 bits.

4.5.4. Adaptación de Hardware con *Overlays*

Se definió un *overlay* de placa para adaptar el firmware al hardware desarrollado en este trabajo. Este archivo especifica el mapeo de pines de control de los potenciómetros digitales de ambos canales, consistente con la tabla 4.1, y deshabilita los periféricos no utilizados para evitar conflictos y reducir el consumo energético.

A continuación se muestra un fragmento representativo del *overlay* utilizado:

Listing 4.1: Fragmento del *overlay* de placa utilizado en este trabajo.

```

/ {
    digitalpot {
        compatible = "gpio-keys";

        /* Canal BCG - J301 */
        pot_bcg_cs: pot_bcg_cs {
            label = "Digital Pot BCG CS";
            gpios = <&gpio0 29 GPIO_ACTIVE_LOW>;
        };
        pot_bcg_ud: pot_bcg_ud {
            label = "Digital Pot BCG UD";
            gpios = <&gpio0 28 GPIO_ACTIVE_HIGH>;
        };

        /* Canal ECG - J301 */
        pot_ecg_cs: pot_ecg_cs {
            label = "Digital Pot ECG CS";
            gpios = <&gpio0 5 GPIO_ACTIVE_LOW>;
        };
        pot_ecg_ud: pot_ecg_ud {
            label = "Digital Pot ECG UD";
            gpios = <&gpio0 4 GPIO_ACTIVE_HIGH>;
        };
    };
};

/* Periféricos deshabilitados */
&spi0 { status = "disabled"; };
&spi1 { status = "disabled"; };
&spi2 { status = "disabled"; };
&spi3 { status = "disabled"; };
&qspi { status = "disabled"; };

```

Las líneas CS se declaran como `GPIO_ACTIVE_LOW`, el potenciómetro se selecciona llevando el pin a nivel bajo. Se deshabilitan todos los buses SPI (`spi0`–`spi3` y `qspi`) para evitar conflictos de pines, dado que el nRF52840 comparte algunos GPIOs entre el SAADC y el controlador SPI interno del módulo Seeed XIAO BLE.

Este enfoque mantiene la lógica de aplicación desacoplada de los detalles de ruteo físico, facilitando la portabilidad ante futuras revisiones de hardware.

4.6. Resultados

Se implementaron las extensiones de firmware necesarias para operar el dispositivo diseñado en el capítulo 3. El módulo de adquisición fue extendido para

Capítulo 4. Firmware

soportar tres modos seleccionables en tiempo de ejecución (BCG, ECG o ambos) desde la aplicación de escritorio (PC). El control de ganancia, originalmente limitado a un único canal, fue extendido para operar de forma independiente sobre cada canal mediante potenciómetros digitales **MCP4022** con líneas de control dedicadas. El protocolo BLE fue ampliado con cuatro *opcodes* adicionales (0x06–0x09) para gestionar la ganancia de cada canal de forma remota, complementando los *opcodes* heredados. Finalmente, se definió un *overlay* de *devicetree* que desacopla la asignación de pines del código de aplicación, facilitando la portabilidad ante futuras revisiones del hardware.

La tabla 4.4 resume las extensiones implementadas sobre la base heredada de *WeAreBLEps*.

Componente	Base heredada	Este trabajo
Canales de adquisición	1 canal fijo	BCG, ECG o ambos, seleccionable por BLE
Control de ganancia	Canal ECG único	Canal ECG y BCG independientes
Protocolo BLE	Opcodes 0x01–0x04	Opcodes adicionales (ver tabla 4.3)
Adaptación de hardware	PCB diseñada por <i>WeAreBLEps</i>	<i>Overlay</i> específico para PCB de este trabajo

Tabla 4.4: Resumen comparativo de extensiones de firmware respecto a [2].

En conjunto, las extensiones implementadas habilitan la operación completa del dispositivo diseñado desde la aplicación de usuario, cuyo desarrollo se describe en el capítulo 5. La transmisión de muestras entrelazadas en modo de dos canales requiere que la aplicación separe los datos recibidos, aspecto que se aborda en dicho capítulo.

Capítulo 5

Software

5.1. Introducción

En los capítulos anteriores se describió el diseño de un dispositivo vestible capaz de adquirir señales de ECG y BCG de forma simultánea (capítulo 3), y un firmware que permite configurar dinámicamente los canales de adquisición, la frecuencia de muestreo y la ganancia independiente de cada canal mediante comandos BLE (capítulo 4). Para que estas capacidades sean accesibles al usuario final, es necesaria una aplicación que gestione la conexión inalámbrica, exponga los controles de configuración y permita visualizar las señales adquiridas en tiempo real.

Este capítulo presenta el software desarrollado con ese objetivo. Al igual que el firmware, se toma como punto de partida la implementación previa realizada en *WeAreBLEps* [2], la cual fue extendida para incorporar las funcionalidades requeridas por el nuevo sistema: selección dinámica de canal de adquisición, control de ganancia independiente por canal y procesamiento de muestras entrelazadas provenientes del modo de dos canales.

5.2. Requerimientos

Se definen los siguientes requerimientos del software con el objetivo de garantizar la correcta interacción con el firmware desarrollado.

- Establecer y mantener la conexión BLE con el dispositivo.
- Permitir la adquisición continua de datos en tiempo real.
- Visualizar las señales adquiridas de forma clara e intuitiva.
- Configurar de manera remota la ganancia de cada canal de forma independiente.
- Permitir la selección del canal a visualizar (individual o simultáneo).

5.3. Aplicación Heredada

La aplicación heredada, desarrollada en *WeAreBLEps*¹ [2], constituye una interfaz gráfica de escritorio implementada en Python que permite operar un dispositivo vestible de adquisición de señales fisiológicas a través de BLE. A alto nivel, la aplicación resuelve tres funciones principales: la gestión de la conexión inalámbrica con el dispositivo (descubrimiento, conexión, negociación de parámetros BLE), la recepción y visualización en tiempo real de las muestras adquiridas por el ADC, y la configuración remota de parámetros del sistema (frecuencia de muestreo y ganancia).

La figura 5.1 muestra una captura de la interfaz heredada. En el panel izquierdo se observan los controles de adquisición (inicio y detención del muestreo, selección de frecuencia), un control de ganancia que opera sobre un único canal, y ajustes de visualización (escala de tensión y escala temporal). En el panel derecho se visualizan las señales adquiridas en tiempo real. La aplicación permite además la exportación de los datos capturados a un archivo CSV único.

La arquitectura de la aplicación se organiza en dos clases principales: *ADCInterface*, que encapsula la comunicación BLE y el procesamiento de las muestras recibidas, y *GraphicInterface*, que implementa la interfaz gráfica y los controles de usuario. Esta separación fue preservada en las extensiones realizadas en este trabajo.

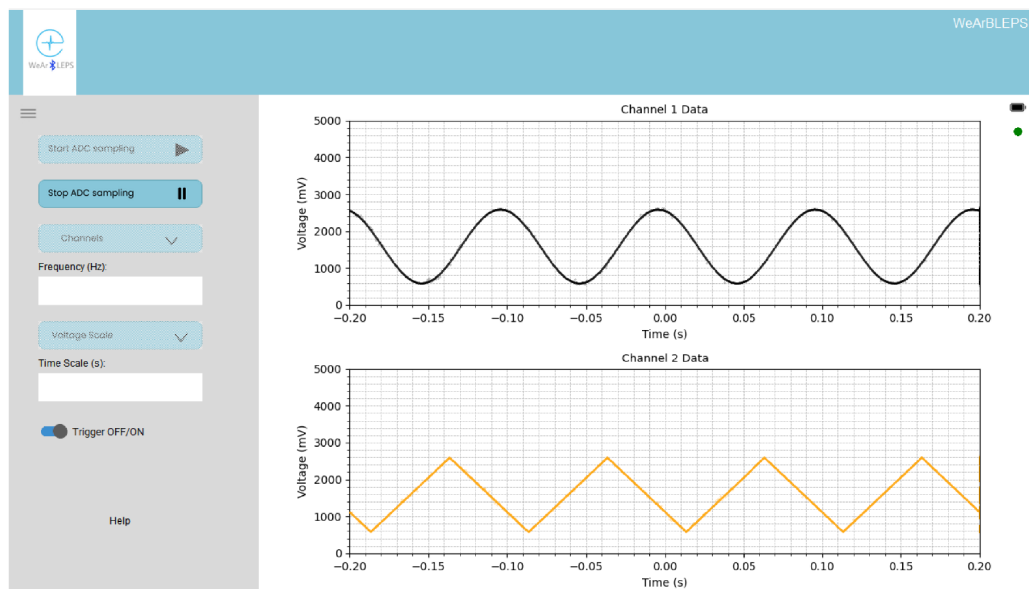


Figura 5.1: Captura de la interfaz de la aplicación heredada de *WeAreBLEps* [2]. Se observan los controles de adquisición y ganancia en el panel izquierdo, y la visualización en tiempo real de las señales en el panel derecho.

¹Repositorio de *WeAreBLEps*: <https://gitlab.fing.edu.uy/pilar.suarez/wearbleps>

5.4. Cambios Introducidos en Este Trabajo

Las extensiones se concentraron en las dos clases existentes, `ADCInterface` y `GraphicInterface`, preservando la arquitectura heredada. En `ADCInterface` se incorporó el soporte para las nuevas capacidades del firmware: selección dinámica de canal, control de ganancia independiente y separación de muestras entrelazadas. En `GraphicInterface` se añadieron los controles visuales correspondientes y herramientas de análisis adicionales.

5.4.1. Extensiones en `ADCInterface`

La clase `ADCInterface` actúa como capa de abstracción entre la interfaz gráfica y la comunicación BLE con el dispositivo. Las extensiones incorporadas en este trabajo añaden soporte para la selección dinámica de canal, el control de ganancia independiente por canal y el procesamiento de muestras cuando se capturan ambos canales en simultáneo.

Métodos de Configuración

Se incorporaron los siguientes métodos de configuración remota:

- `set_number_of_channels(selected_channel)`: envía el comando `[CHANNEL_OPCODE, channel_number, selected_channel]` al dispositivo. El campo `selected_channel` distingue BCG (0) o ECG (1) en modo de canal único. Antes del envío, vacía los buffers de datos y de visualización para evitar que muestras de la configuración anterior contaminen la nueva.
- `increase_bcg_gain()` / `decrease_bcg_gain()` / `increase_ecg_gain()` / `decrease_ecg_gain()`: cada uno envía un payload de 2 bytes `[opcode, 0x00]` con el *opcode* correspondiente (0x06-0x09). Son métodos `async` invocados desde el *event loop* de `asyncio` que corre en un hilo dedicado.

Recepción y Procesamiento de Muestras

El método `notification_handler()` es el callback central de recepción de datos que distingue el modo de canal activo mediante `shared_data.channel_number` y procesa las muestras según el modo:

- **Modo de canal único:** procesa las 120 muestras `int16_t` en formato *little-endian* provenientes del dispositivo y convierte las muestras crudas a unidades de tensión.
- **Modo de dos canales:** separa las muestras entrelazadas producidas por el SAADC, deshaciendo el buffer generado por el firmware (subsección 4.5.1).

`[BCG0, ECG0, BCG1, ECG1, ..., BCG59, ECG59]`.

5.4.2. Extensiones en GraphicInterface

La clase `GraphicInterface` fue extendida para exponer al usuario los controles necesarios para operar las nuevas capacidades del sistema. La figura 5.2 muestra la interfaz actual con todos los controles incorporados en este trabajo. Las incorporaciones se organizan en tres grupos: selección de canal, control de ganancia y herramientas de análisis.

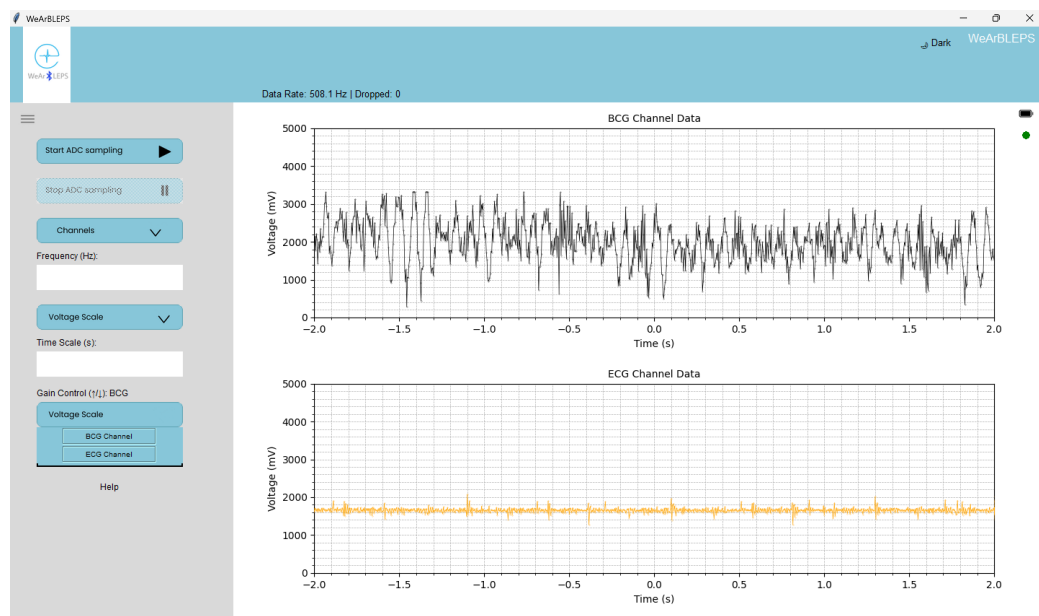


Figura 5.2: Interfaz de usuario actual, mostrando los controles incorporados en este trabajo sobre la base heredada de *WeAreBLEps* [2]. Las señales mostradas como BCG y ECG son ilustrativas.

Menú de Selección de Canal

Se incorporó un menú de selección de canal que permite al usuario elegir entre modo de canal único y modo de dos canales. Al seleccionar modo de canal único, aparece un submenú secundario con las opciones *BCG Channel* y *ECG Channel* (ver figura 5.3), implementado en `show_single_channel_menu()`. La selección actualiza `shared_data.channel_number` y delega en `adc_interface.set_number_of_channels()`, lo que desencadena la reconfiguración atómica del SAADC en firmware descrita en la subsección 4.5.1.

Menú de Control de Ganancia

Se incorporó un menú de dos niveles para el control independiente de ganancia. En el primer nivel el usuario selecciona el canal a ajustar (ver figura 5.4), almacenado en `self.selected_gain_channel`. En el segundo nivel se presentan botones de incremento y decremento que invocan los métodos correspondientes de

5.4. Cambios Introducidos en Este Trabajo

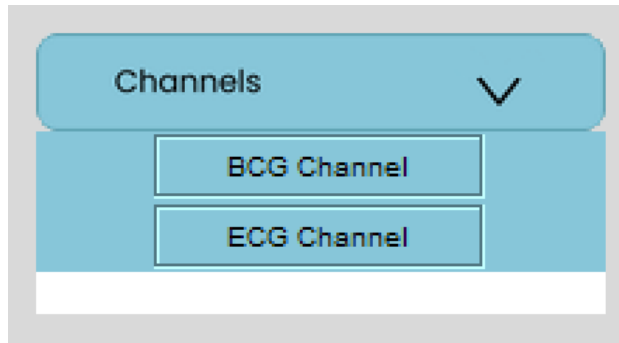


Figura 5.3: Menú de selección de canal con submenú canal único desplegado.

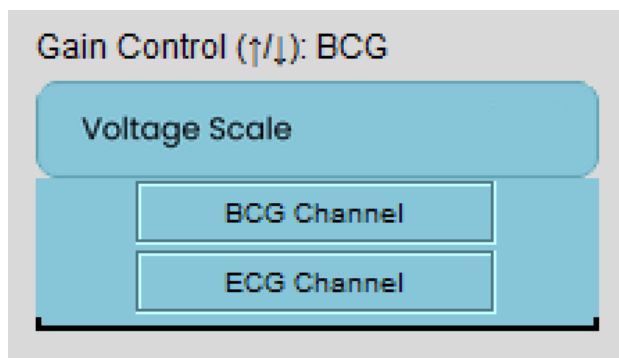


Figura 5.4: Menú de control de ganancia con selección de canal.

ADCInterface. La elección del canal de ganancia es independiente del canal de adquisición activo, lo que permite, por ejemplo, ajustar la ganancia del canal ECG mientras se visualiza únicamente el BCG.

Herramientas de Análisis Adicionales

Se extienden las herramientas de análisis interactivo de la aplicación de modo que la aplicación permite:

- **Exportación de archivos .csv por canal:** se modifica la escritura de los .csv de captura para generar dos archivos independientes (uno por canal, `csv_file_ch0` y `csv_file_ch1`), en lugar de un único archivo para ambos. Adicionalmente, se cambia el esquema de escritura: los datos se escriben en tiempo real sobre los archivos .csv, en lugar de hacerlo al finalizar la adquisición. Esta mejora permitiría integrar los archivos generados en un *pipeline* de procesamiento orientado a la obtención de tiempos característicos en tiempo real.
- **Modo oscuro:** la interfaz soporta un modo de visualización oscuro (`self.dark_mode`), configurable por el usuario.

- **Cursores de medición:** mediante clic derecho el usuario puede ubicar hasta dos cursores verticales sobre el gráfico. La diferencia temporal y de amplitud entre ambos cursores se muestra en pantalla, facilitando la medición de intervalos de interés clínico.
- **Indicadores de rendimiento:** se incorporaron un indicador de tasa de datos en tiempo real (`current_data_rate`) y un contador de paquetes perdidos (`dropped_packets`), útiles para evaluar la calidad del enlace BLE durante una sesión de adquisición.

5.5. Resultados

Se implementaron las extensiones de software necesarias para operar las nuevas capacidades del dispositivo desde la aplicación de usuario. La clase `ADCInterface` fue extendida para soportar la selección dinámica de canal, el control de ganancia independiente mediante los *opcodes* 0x06 y 0x09 del protocolo BLE extendido (tabla 4.3), y la separación automática de muestras entrelazadas en modo de dos canales. La clase `GraphicInterface` incorporó los controles visuales correspondientes, junto con herramientas de análisis adicionales: cursores de medición, modo oscuro y exportación de archivos CSV independientes por canal.

La tabla 5.1 resume las extensiones introducidas sobre la aplicación heredada de *WeAreBLEps*.

Componente	Base heredada	Este trabajo
Control de ganancia	Canal único	BCG y ECG independientes
Selección de canal	Canal único o múltiple	BCG, ECG o ambos, con submenú dedicado
Procesamiento	Canal único	Automático para ambos canales
Exportación CSV	Archivo único	Archivos independientes por canal

Tabla 5.1: Resumen comparativo de extensiones de software respecto a *WeAreBLEps* [2].

Capítulo 6

Estimación del *PEP* con el Dispositivo Diseñado

6.1. Introducción

En el capítulo 2 se demostró la factibilidad de estimar el *PEP* de forma vestible, utilizando señales de ECG y BCG adquiridas con un dispositivo previo y registros de ecocardiografía Doppler como referencia clínica. El análisis concluyó que el dispositivo vestible presenta una capacidad de estimación comparable a la del ecógrafo Doppler y un mayor margen de mejora, dado que sus fuentes de incertidumbre son controlables por diseño. En particular, se identificó que la frecuencia de muestreo constituye la principal variable que permite reducir la incertidumbre temporal.

Los capítulos 3, 4 y 5 describieron el diseño e implementación del nuevo dispositivo, que incorpora las mejoras motivadas por dicho análisis: ganancia ajustable por canal, adquisición simultánea de ECG y BCG, y frecuencia de muestreo configurable hasta 10 kHz.

El presente capítulo cierra el ciclo, describiendo el procedimiento empleado para estimar el *PEP* mediante post-procesamiento a partir de las señales adquiridas con el dispositivo diseñado. Se detalla el experimento realizado, el procesamiento de señales aplicado, la adaptación de los algoritmos de detección de tiempos característicos y el análisis de incertidumbre asociado. Los resultados numéricos se presentan en capítulo 7.

6.2. Descripción del Experimento

Con el objetivo de evaluar la capacidad del dispositivo diseñado para estimar el *PEP*, se realizó una sesión de adquisición de señales de ECG y BCG sobre un único sujeto en condición de reposo (condición basal).

6.2.1. Configuración

El dispositivo diseñado fue anclado mecánicamente a una cinta deportiva con electrodos secos para la captura del ECG, y el acelerómetro ADXL327 integrado en el PCB proporcionó la señal de BCG. La ganancia de cada canal fue ajustada desde la aplicación de usuario de modo que las señales ocuparan el rango dinámico disponible del SAADC sin saturación. Se configuró el sistema en modo de adquisición de dos canales con una frecuencia de muestreo de $f_s = 1$ kHz, tasa adoptada para mejorar la resolución temporal respecto a los 250 Hz del dispositivo previo y reducir así la contribución σ_T a la incertidumbre definida en la subsección 2.4.1.

6.2.2. Datos Obtenidos

La captura comprende una grabación continua de ambos canales, de la cual se extrajeron 13 ciclos cardíacos completos para el análisis. Las señales fueron exportadas a archivos CSV independientes por canal mediante la funcionalidad incorporada en la aplicación de usuario (véase sección 5.4).

6.3. Procesamiento de Señales

Se identifican tres componentes principales de ruido presentes en las señales crudas de ECG y BCG:

- **Componente debido a la salida del LDO:** artefacto periódico originado en la respuesta transitoria del regulador LDO ante cada encendido de radio para la transmisión de datos por BLE identificada en la subsección 3.7.5. Su frecuencia fundamental y potencia dependen de la frecuencia de muestreo del ADC: a mayor frecuencia, el *buffer* de 120 muestras se llena más rápido, aumentando tanto la frecuencia fundamental como la potencia de las componentes de alta frecuencia del ruido (véase subsección 4.5.1). Una comparación de las diferencias en el ruido respecto a la frecuencia de muestreo para ambos canales se ilustra en la figura 6.1, donde se aprecia que el ruido para una frecuencia de muestreo de 1 kHz tiene mayor potencia que su contraparte a frecuencia de muestreo de 250 Hz .
- **Ruido efectivo que afecta a las señales fisiológicas en condiciones de uso:** contribuciones de ruido externas al canal de acondicionamiento, que incluyen el ruido térmico de la impedancia de contacto de los electrodos secos, el ruido propio del acelerómetro ADXL327 y artefactos de movimiento, entre otros.
- **Ruido intrínseco del AFE para ambos canales:** ruido asociado a los amplificadores operacionales, amplificador de instrumentación y componentes pasivos utilizados en el diseño.

6.3. Procesamiento de Señales

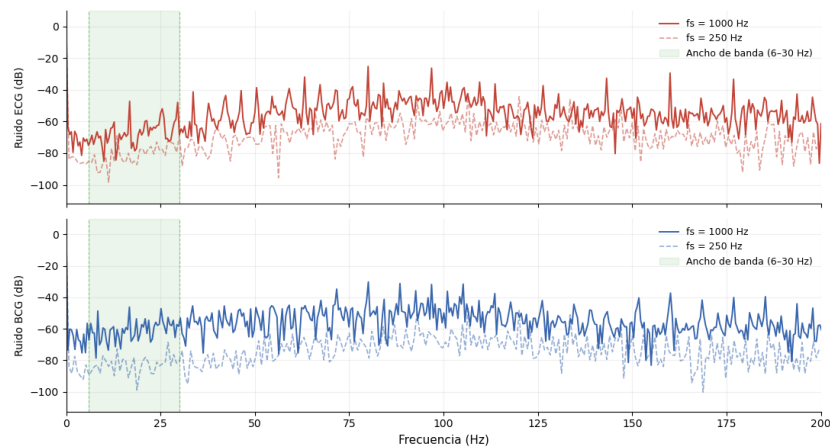


Figura 6.1: FFT del ruido de los canales ECG y BCG para frecuencias de muestreo del ADC de 250 Hz (línea discontinua) y 1 kHz (línea continua). La región sombreada verde indica el ancho de banda de interés (6–30 Hz). Las medidas se realizan para la entrada diferencial del ECG cortocircuitada y la entrada del BCG conectada a tierra, alimentando el sistema con batería a través del LDO del módulo **Seeed XIAO BLE nRF52840**.

Estas tres componentes se superponen a la señal fisiológica en la banda de interés [6, 30] Hz, comprometiendo la detección algorítmica de los tiempos característicos si no se realiza un preprocesamiento.

A diferencia de las señales del dispositivo previo, que ya habían sido filtradas digitalmente en etapas anteriores al almacenamiento, las señales del dispositivo diseñado se almacenan sin filtrado digital, por lo que el preprocesamiento descrito a continuación es necesario.

6.3.1. Diseño del Filtro FIR

Se diseñó un filtro FIR pasa-bajos con los siguientes parámetros:

- Frecuencia de corte: $f_c = 40$ Hz.
- Número de coeficientes: $N = 501$.
- Método de diseño: ventana rectangular (`firwin`, `scipy` [18]).
- Aplicación: convolución directa (`lfilter`, `scipy` [18]).

La elección de $f_c = 40$ Hz responde a un compromiso: es lo suficientemente alta para preservar la banda de interés del ECG y BCG ([6, 30] Hz) sin atenuación significativa, y lo suficientemente baja para rechazar los componentes de ruido por encima de dicha frecuencia. No obstante, la frecuencia fundamental (10 Hz) artefactual a la salida del LDO y sus primeros armónicos caen dentro de la banda de interés, por lo que no son eliminados por este filtro; su presencia constituye una limitación inherente al sistema actual y se discute en la subsección 3.7.5.

Capítulo 6. Estimación del *PEP* con el Dispositivo Diseñado

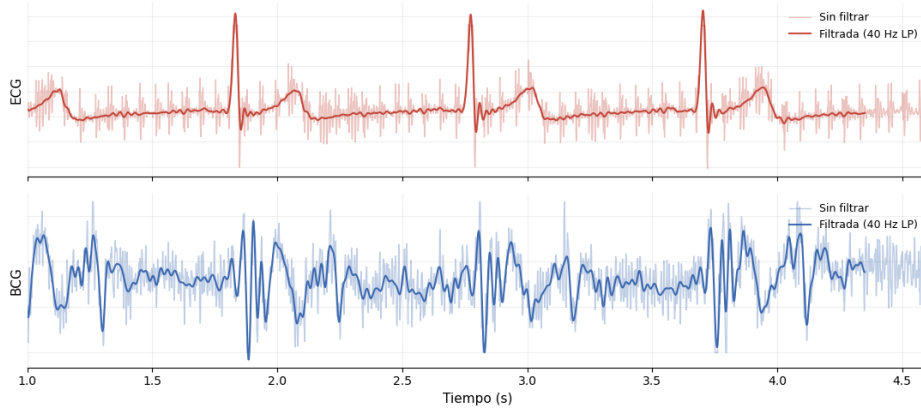


Figura 6.2: Señales de ECG y BCG antes y después de aplicar el filtro FIR pasa-bajos de 40 Hz. La señal filtrada se muestra compensada por el retardo de grupo de 250 muestras ($\tau = 0,25$ s).

El orden $N = 501$ fue seleccionado para lograr una transición suficientemente abrupta en la banda de rechazo. Al tratarse de un filtro FIR de fase lineal, su retardo de grupo es constante e igual a $\tau = (N - 1)/(2f_s) = 250/1000 = 0,25$ s, equivalente a 250 muestras a $f_s = 1$ kHz.

6.3.2. Aplicación del Filtro

Se utilizó el mismo filtro para ambas señales (ECG y BCG) a fin de no introducir desfases relativos de origen digital entre ellas. Esta decisión es fundamental: dado que el *PEP* se estima como la diferencia temporal $T_I - T_R$ entre eventos de señales distintas, cualquier desfase diferencial entre canales se propagaría directamente como un error sistemático en la estimación.

Tras el filtrado, las señales fueron compensadas por el retardo de grupo de 250 muestras, desplazándolas temporalmente para restituir la alineación con las señales originales. En la figura 6.2 se ilustran las señales de ECG y BCG antes y después del filtrado, donde se aprecia la reducción de las componentes de alta frecuencia y la presencia de residuos de baja frecuencia, asociados a los armónicos del regulador que caen fuera y dentro de la banda pasante del filtro, respectivamente.

6.4. Estimación de Tiempos Característicos

Para cada ciclo cardíaco, el *PEP* se estima como

$$PEP = T_I - T_R, \quad (6.1)$$

donde T_R es el tiempo de pico R del ECG y T_I es el tiempo de evento I del BCG, siguiendo la definición adoptada en la ecuación (2.1).

6.4. Estimación de Tiempos Característicos

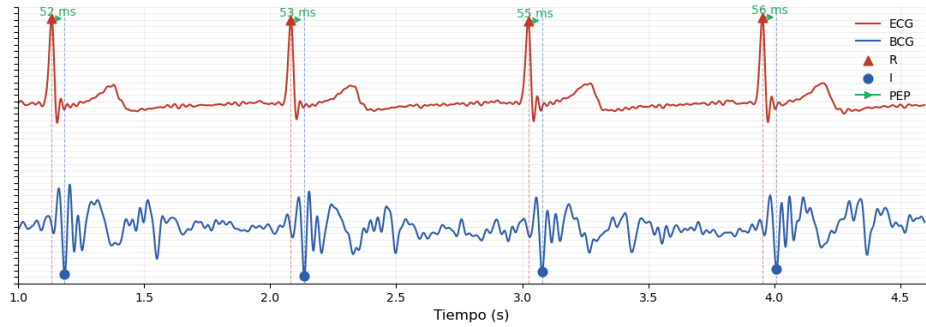


Figura 6.3: Estimación del PEP a partir del ECG y BCG muestreados por el dispositivo diseñado a $f_s = 1$ kHz. Los marcadores \blacktriangle y \bullet indican los picos R e I respectivamente. Las flechas verdes señalan el intervalo R \rightarrow I de cada ciclo, tomado como estimación del PEP.

6.4.1. Detección del Pico R (T_R)

Se empleó la función `find_peaks` de la librería *scipy* [18] con los mismos criterios morfológicos descritos en la subsección 2.4.1. Los parámetros de detección fueron adaptados a la frecuencia de muestreo de 1 kHz:

- Distancia mínima entre picos: $[0,27, 3]$ s, equivalente a $[270, 3000]$ muestras (rango de frecuencia cardíaca $[20, 220]$ latidos por minuto).
- Ancho de pico R: $[8, 60]$ ms, equivalente a $[8, 60]$ muestras.
- Prominencia mínima: 50 % de la media de la señal.

La mayor resolución temporal respecto al dispositivo previo permite una localización más precisa de los máximos: esta pasa de 4 ms a 1 ms.

6.4.2. Detección del Evento I (T_I)

Al igual que en la subsección 2.4.1, el evento I se identifica como el primer mínimo relativo en el BCG posterior al intervalo QRS del ECG. La detección requiere primero identificar los picos S (deflexión negativa inmediatamente posterior a cada pico R) mediante una inversión de la porción negativa de la señal y aplicación de `find_peaks`, y luego buscar el mínimo relativo del BCG posterior al instante del pico S.

El procedimiento es idéntico al empleado para el dispositivo previo, con la diferencia de que las señales de entrada están filtradas según lo descrito en la sección 6.3. El filtrado mejora la detección del evento I al reducir las oscilaciones espurias que podrían generar mínimos locales falsos.

En la figura 6.3 se ilustran los tiempos T_R y T_I estimados para cuatro ciclos cardíacos capturados por el dispositivo diseñado, junto con el intervalo $R \rightarrow I$ tomado como estimación del PEP.

6.5. Análisis de Incertidumbre

Partiendo del marco desarrollado en la subsección 2.4.1, cada tiempo estimado se expresa como

$$\begin{cases} T_R = \hat{T}_R \pm \Delta T_R \\ T_I = \hat{T}_I \pm \Delta T_I, \end{cases}$$

donde las incertidumbres se descomponen en tres contribuciones:

$$\begin{cases} \Delta T_R = \sigma_{RT} + \sigma_{RC} + \sigma_{RN} \\ \Delta T_I = \sigma_{IT} + \sigma_{IC} + \sigma_{IN}. \end{cases} \quad (6.2)$$

A continuación se evalúa cada término para el dispositivo diseñado.

6.5.1. Resolución Temporal (σ_T)

La incertidumbre por muestreo depende del período de muestreo $T_s = 1/f_s$. Para $f_s = 1$ kHz:

$$\sigma_{RT} = \sigma_{IT} = T_s = 1 \text{ ms},$$

lo que representa una mejora por un factor $\times 4$ respecto al dispositivo previo ($\sigma_T = 4$ ms a 250 Hz). Este término fue la motivación principal para adoptar una frecuencia de muestreo mayor.

6.5.2. Cuantización (σ_C)

Al emplear el SAADC de 12 bits del nRF52840, el paso de cuantización es $\Delta q = 3,3/2^{12}$ V. Aplicando la expresión derivada en el apéndice B:

$$\sigma_C = \sqrt{\frac{2 \Delta q}{|\ddot{s}(t^*)|}} \approx 0 \text{ ms},$$

dado que las curvaturas $|\ddot{s}|$ en los puntos de detección son del orden de 10^4 V/s² (véase la tabla C.12) esta contribución resulta despreciable.

6.5.3. Ruido (σ_N)

A diferencia del dispositivo previo, donde la contribución del ruido no pudo estimarse por carecer de caracterización del canal, el dispositivo diseñado permite cuantificar esta contribución gracias a las mediciones de ruido realizadas en la subsección 3.7.5.

La incertidumbre debida al ruido se estima mediante la expresión derivada en el apéndice B:

$$\sigma_N = \frac{1,15}{|s''(t^*)|} \sqrt{\widehat{\text{Var}}[n']},$$

6.6. Cálculo del *PEP* e Incertidumbre Asociada

donde $s''(t^*)$ es la curvatura de la señal en el punto de detección y $\widehat{\text{Var}}[n']$ es la varianza estimada de la derivada del ruido, calculada por diferencias finitas sobre la realización disponible.

Se consideran dos escenarios: un caso favorable donde el ruido se acopla únicamente a partir del AFE ($\alpha = 1$), y un caso desfavorable que incorpora el ruido acoplado por los electrodos y el acelerómetro ($\alpha_{\text{ECG}} = 3,6$, $\alpha_{\text{BCG}} = 7,6$), valores estimados a partir de las diferencias espectrales observadas en la figura B.3. Se adopta el escenario desfavorable para el cálculo de incertidumbre. El desarrollo completo y los valores ciclo a ciclo se presentan en la Sección B.2.1 del apéndice B.

Para obtener una incertidumbre asociada al ruido única y global, se toman los promedios ciclo a ciclo para los picos R y eventos I. Los valores de incertidumbre medios resultantes son:

$$\begin{cases} \sigma_{R_N} = 1,7 \text{ ms} \\ \sigma_{I_N} = 3,5 \text{ ms.} \end{cases}$$

6.6. Cálculo del *PEP* e Incertidumbre Asociada

Las estimaciones de *PEP* y sus incertidumbres se obtienen como

$$\begin{cases} PEP = T_I - T_R \\ \Delta PEP = \Delta T_I + \Delta T_R. \end{cases} \quad (6.3)$$

Sustituyendo en la ecuación 6.2 se obtiene:

$$\begin{cases} \Delta T_R = \sigma_{R_T} + \sigma_{R_C} + \sigma_{R_N} \simeq 1 + 0 + 1,7 = 2,7 \text{ ms} \\ \Delta T_I = \sigma_{I_T} + \sigma_{I_C} + \sigma_{I_N} \simeq 1 + 0 + 3,5 = 4,5 \text{ ms.} \end{cases}$$

La incertidumbre ΔPEP es única y global para todas las estimaciones, ya que las contribuciones σ_T , σ_C y σ_N estimadas también lo son. Su valor resulta:

$$\Delta PEP = \Delta T_I + \Delta T_R = 4,5 + 2,7 = 7,2 \text{ ms.} \quad (6.4)$$

Las medidas de *PEP* para cada ciclo cardíaco se encuentran en la tabla C.11 del apéndice C. Se estima el *PEP* medio con su respectiva incertidumbre tomando el promedio de los *PEP*:

$$\overline{PEP} = (53 \pm 7) \text{ ms.} \quad (6.5)$$

Este valor es concordante con el rango de valores típicos para adultos en reposo y con la medida promedio de *PEP* obtenida con el dispositivo previo en la ecuación (2.4.2).

La incertidumbre relativa asociada a la medida es:

$$u_R = \frac{\Delta PEP}{\overline{PEP}} = \frac{7,2}{53} \approx 14 \%.$$

6.7. Análisis de Resultados

La incertidumbre relativa asociada a la medida promedio del *PEP* en el dispositivo diseñado ($u_R \approx 14\%$) es un 1% mayor que la incertidumbre relativa de la medida para el dispositivo previo, reportada en la ecuación (2.4.2).

Esta comparación debe interpretarse con cautela: la incertidumbre del dispositivo previo constituía únicamente una cota mínima, ya que no se contabilizaba la contribución del ruido. En el dispositivo diseñado, dicha contribución sí es considerada, por lo que la incertidumbre obtenida representa una estimación más completa. En este contexto, los valores resultantes son razonables y la diferencia relativa del 1% no representa un deterioro real de la precisión del sistema.

Se observa además que la contribución dominante a la incertidumbre para los tiempos T_I y T_R es el ruido (σ_N), y no la resolución temporal. Esto contrasta con el dispositivo previo, donde σ_T era la contribución dominante y σ_N no se estimaba. La mejora en resolución temporal lograda al pasar de 250 Hz a 1 kHz es efectiva (σ_T se reduce de 4 ms a 1 ms), pero su impacto sobre la incertidumbre total queda enmascarado por la contribución del ruido del regulador.

Los resultados del análisis de incertidumbre revelan un compromiso inherente entre la frecuencia de muestreo y el ruido inducido por el regulador. Aumentar f_s reduce $\sigma_T = 1/f_s$, pero incrementa el volumen de datos a transmitir por BLE, lo que exige encender la radio con mayor frecuencia para el envío de notificaciones, aumentando significativamente el nivel de ruido en los canales de adquisición.

Existe entonces un punto de operación óptimo para f_s que minimiza la incertidumbre total ΔPEP : por debajo de este punto domina σ_T , y por encima domina σ_N . La frecuencia de 1 kHz adoptada en este trabajo se sitúa en la zona donde σ_N ya es dominante, lo que indica que mejoras adicionales en la incertidumbre requerirán abordar la fuente de ruido antes que seguir aumentando la tasa de muestreo.

Capítulo 7

Resultados

7.1. Introducción

Este capítulo presenta los principales resultados del trabajo.

En primer lugar, se describen los resultados del análisis de factibilidad para la estimación del PEP de forma vestible, realizado a partir de señales provistas por [3]. Este análisis combina mediciones con el dispositivo vestible previo y registros de ecocardiografía Doppler como referencia clínica, y motiva el diseño del nuevo dispositivo desarrollado en este trabajo.

A continuación, se presentan los resultados del diseño e implementación del dispositivo vestible, capaz de adquirir señales de ECG y BCG de forma simultánea con ganancia ajustable por canal. Finalmente, se describen las extensiones realizadas sobre la base heredada de *WeAreBLEps* [2], tanto en firmware como en software, que permiten operar y configurar el dispositivo desde una aplicación de usuario.

7.2. Análisis de Factibilidad de Estimación del PEP de Forma Vestible

A partir de una sesión clínica en la que se adquirieron simultáneamente señales de ECG y BCG con el dispositivo vestible previo y registros de ecocardiografía Doppler de Onda Pulsada, se evaluó experimentalmente la viabilidad de estimar el PEP de forma vestible. El análisis completo se presenta en el capítulo 2; a continuación se resumen los resultados principales.

El PEP medio estimado por el dispositivo vestible fue de $\overline{PEP}_{disp} = 61 \pm 8$ ms, mientras que el ecógrafo Doppler arrojó $\overline{PEP}_{etq} = \overline{PEP}_{est} = 54 \pm 9$ ms. Ambos valores son concordantes con el rango típico para adultos en reposo. La comparación par a par mostró superposición de barras de incertidumbre en 25 de los 26 ciclos cardíacos analizados, con una intersección mediana del 60%, lo que indica compatibilidad entre las medidas de ambos sistemas.

Capítulo 7. Resultados

Las incertidumbres relativas resultaron del 13% para el dispositivo vestibular y del 17% para el ecógrafo Doppler, valores de magnitud comparable que impiden establecer una jerarquía entre ambas estimaciones y limitan el análisis a una verificación de compatibilidad. No obstante, esta comparabilidad es en sí misma un resultado prometedor: indica que el dispositivo vestibular posee una capacidad de estimación similar a la del ecógrafo Doppler. Más aún, las fuentes de incertidumbre del dispositivo vestibular están asociadas a la resolución temporal y a la conversión analógico-digital, ambas mejorables mediante el aumento de la frecuencia de muestreo. Esto le otorga un mayor margen de mejora frente al ecógrafo Doppler, cuya incertidumbre está fundamentalmente limitada por la resolución del T_{onset} .

Se concluye que **es posible estimar el PEP de forma vestibular** con una precisión comparable a la del ecógrafo Doppler. La validación formal de las medidas constituye el paso siguiente y requerirá una referencia de mayor precisión que la disponible en este trabajo, lo que motivó el diseño del nuevo dispositivo desarrollado en el presente trabajo.

7.3. Diseño de Dispositivo Vestibular Adquisidor de ECG y BCG

Se fabricó un dispositivo vestibular capaz de adquirir señales de ECG y BCG de forma simultánea con un AFE de dos canales con iguales respuestas en frecuencia en la banda de interés ($[6, 30] \text{ Hz}$) a menos de un factor de ganancia. El retardo de grupo medio medido en la banda fue de 1,36 ms para el canal ECG y 1,30 ms para el canal BCG, ambos por debajo del umbral de 2 ms establecido como requerimiento.

La diferencia de retardo de grupo medio entre los canales de 0,06 ms resulta lo suficientemente pequeña para permitir la captura de eventos temporales en el entorno de 50 a 100 ms sin que la diferencia en retardo introducida por la diferencia entre los canales sea apreciable.

Por otro lado, se validó que los AFEs de ambos canales cumplen con los requerimientos de ganancia variable impuestos en la etapa de diseño.

La ganancia de cada canal es ajustable de forma independiente desde la aplicación de usuario. El canal ECG presenta una ganancia total variable entre 1040 V/V y 2000 V/V, mientras que el canal BCG presenta una ganancia variable entre 56 V/V y 336 V/V. La caracterización por etapas confirmó una buena concordancia con los valores de diseño: el error en la etapa de ganancia variable fue de 7,0% para el canal BCG y 0,7% para el canal ECG, mientras que la etapa de ganancia fija presentó errores inferiores al 1% en ambos canales. Los polos de baja frecuencia de la etapa de entrada se midieron en 0,52 Hz (BCG) y 0,50 Hz (ECG), en buena concordancia con el valor de diseño de 0,48 Hz.

La frecuencia de resonancia del filtro MFB medida fue de 90,9 Hz para el canal BCG y 90,0 Hz para el canal ECG, ambos por encima del rango de tolerancia de peor caso predicho (67,3 Hz–79,8 Hz). La causa exacta del desvío no fue identificada de forma concluyente, aunque el origen sistemático común de ambos canales descarta errores de montaje individuales. Dado que la frecuencia de resonancia se

ubica por encima de la banda de interés, este desvío no compromete la funcionalidad del sistema en la banda de 6 Hz a 30 Hz.

Se identificó además la presencia de ruido periódico en la salida de ambos canales cuando el sistema opera alimentado por batería. El origen fue atribuido a transitorios periódicos en la tensión de alimentación generados por los eventos del protocolo BLE del módulo **Seeed XIAO BLE nRF52840**: cada evento constituye un pico de carga que excita la respuesta transitoria del regulador, generando un artefacto de ruido con período de aproximadamente 100 ms. En el dominio frecuencial, este artefacto se manifiesta como una serie de armónicos a partir de 10 Hz, los cuales son amplificados por los AFEs y se suman a la salida. El efecto desaparece al alimentar el sistema con una fuente externa. La mitigación de este efecto se deja como línea de trabajo futuro.

7.4. Firmware

Se extendió el firmware heredado de *WeAreBLEps* [2], actualizando la base de código a **nRF Connect SDK v3.0.0** para mantener la compatibilidad con las versiones más recientes del entorno de desarrollo. Este proceso implicó el reemplazo de métodos discontinuados tanto de Zephyr como de *nrfx*.

Sobre esa base actualizada se implementaron tres extensiones funcionales. En primer lugar, se extendió el módulo de adquisición para soportar tres modos seleccionables en tiempo de ejecución (véase subsección 4.5.1): canal BCG únicamente, canal ECG únicamente, o ambos canales de forma simultánea. La reconfiguración entre modos es atómica, bloqueando las notificaciones BLE durante la transición para evitar la transmisión de paquetes parciales o inconsistentes.

En segundo lugar, se implementó el control de ganancia independiente para cada canal mediante potenciómetros digitales MCP4022.

Finalmente, el protocolo BLE de configuración fue extendido con *opcodes* adicionales (0x06–0x09) para gestionar el control de ganancia de cada canal de forma remota, complementando los *opcodes* heredados de [2].

7.5. Software

Se extendió la aplicación heredada de *WeAreBLEps* [2] para operar las nuevas capacidades del sistema. Las extensiones se concentraron en dos módulos existentes: **ADCInterface** y **GraphicInterface**.

En **ADCInterface** se incorporaron métodos para el control remoto de ganancia independiente por canal y para la selección dinámica del modo de adquisición (véase sección 5.4). El método de recepción de muestras fue extendido para soportar el modo de dos canales, separando automáticamente las muestras entrelazadas producidas por el SAADC en firmware.

En **GraphicInterface** se incorporaron los controles visuales necesarios: un menú de selección de canal con submenú para elegir BCG o ECG en modo de

Capítulo 7. Resultados

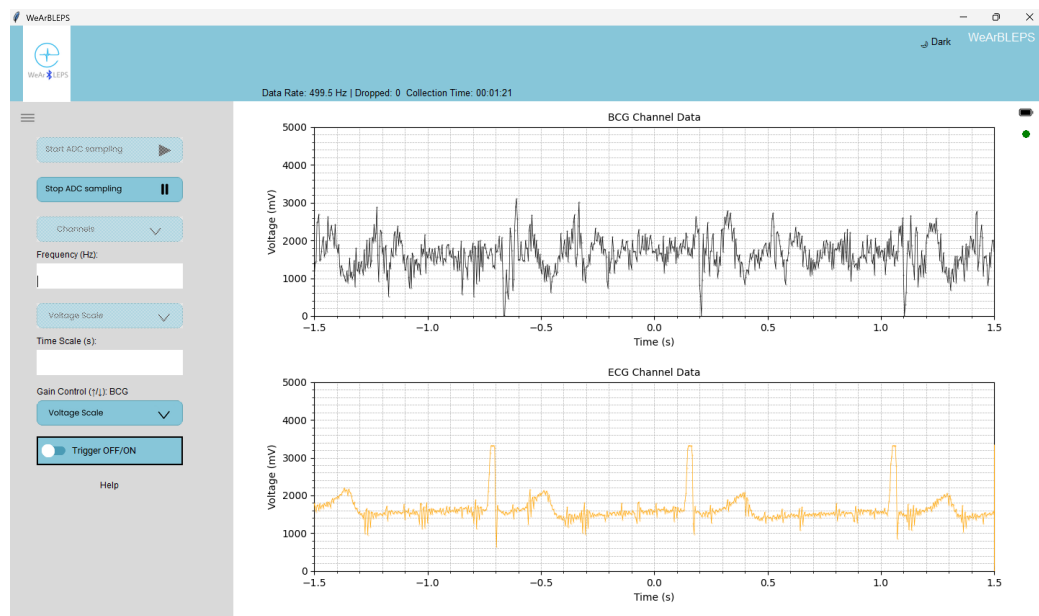


Figura 7.1: Adquisición simultánea de ECG y BCG sobre un sujeto en reposo. Las señales mostradas son crudas, sin filtrado digital; el procesamiento posterior descrito en la sección 6.3 las deja como se observan en la figura 7.2.

canal único y un menú de dos niveles para el control independiente de ganancia. La elección del canal de ganancia es independiente del canal de adquisición activo. Se incorporaron además herramientas de análisis interactivo: cursores de medición, historial de zoom/pan, indicadores de rendimiento y exportación de datos a archivos CSV independientes por canal.

La figura 7.1 muestra una captura de la interfaz durante una sesión de adquisición con ambos canales activos sobre un sujeto en reposo.

7.6. Estimación del PEP Sobre el Dispositivo Diseñado

Aplicando el procedimiento de procesamiento, detección de tiempos característicos y análisis de incertidumbre descrito en el capítulo 6, se estimó el PEP a partir de las señales de ECG y BCG capturadas por el dispositivo diseñado a $f_s = 1$ kHz. En la figura 7.2 se ilustran los tiempos T_R y T_I estimados para cuatro ciclos cardíacos, junto con el intervalo $R \rightarrow I$ tomado como estimación del PEP.

El PEP medio estimado con el dispositivo diseñado resultó $\overline{PEP} = (53 \pm 7)$ ms, con una incertidumbre relativa de $u_R = 14\%$. Este valor es concordante con el rango típico para adultos en reposo y con la estimación obtenida con el dispositivo previo. El análisis completo de incertidumbre y la comparación con el dispositivo previo se presentan en el capítulo 6. Las medidas individuales de PEP para cada ciclo cardíaco se encuentran en la tabla C.11 del apéndice C.

La principal limitación del sistema es el ruido periódico introducido por el regulador del módulo **Seed XIAO BLE nRF52840**, cuya contribución (σ_N) domina

7.6. Estimación del *PEP* Sobre el Dispositivo Diseñado

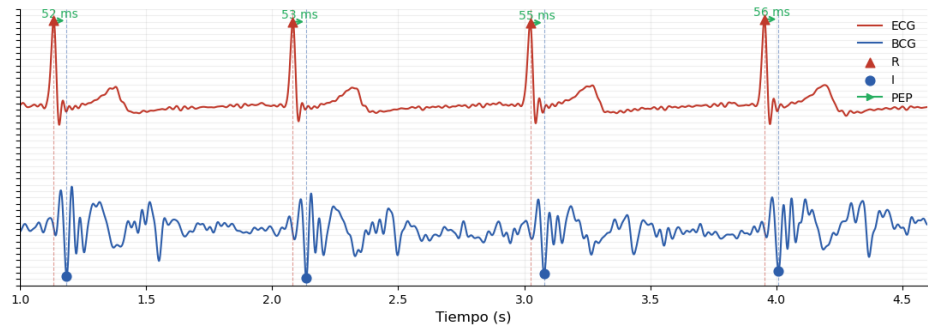


Figura 7.2: Estimación del PEP a partir del ECG y BCG muestreados por el dispositivo diseñado a $f_s = 1$ kHz. Los marcadores \blacktriangle y \bullet indican los picos R e I respectivamente. Las flechas verdes señalan el intervalo R→I de cada ciclo, tomado como estimación del PEP.

la incertidumbre total por sobre la resolución temporal (σ_T). El compromiso entre frecuencia de muestreo y ruido inducido por la transmisión BLE se analiza en la sección 6.7.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Capítulo 8

Conclusiones

8.1. Conclusiones Finales

El análisis de factibilidad demostró que es posible estimar el PEP de forma vestible, obteniendo $\overline{PEP} = (61 \pm 8)$ ms con una incertidumbre relativa de aproximadamente 13%, comparable a la del ecógrafo Doppler. Si bien esta comparabilidad impidió utilizar el ecógrafo como referencia indiscutible para validar el dispositivo, constituye en sí misma un resultado prometedor: ambos dispositivos mostraron una capacidad similar para estimar el *PEP*.

Más aún, las fuentes de incertidumbre del dispositivo vestible, asociadas al filtrado y la conversión analógico-digital admiten mejoras, a diferencia del ecógrafo Doppler cuya incertidumbre está fundamentalmente limitada por la resolución del T_{on} . Esto motivó el diseño de un nuevo dispositivo que mejorara las capacidades de adquisición del sistema previo: mayor ganancia en ambos canales para adaptar las señales al rango dinámico del ADC, control independiente de ganancia por canal para hacer frente a la variabilidad entre sujetos, y mayor frecuencia de muestreo para reducir la incertidumbre en la estimación de tiempos característicos.

Se diseñó e implementó un sistema compuesto por hardware, firmware y software. El hardware consiste en un AFE de dos canales con ganancia ajustable de forma independiente, frecuencia de muestreo del ADC configurable, retardo de grupo medio menor a 2 ms en la banda de interés y diferencia media entre canales de 0,06 ms, despreciable frente a la magnitud del *PEP*. El firmware, extendido sobre la base de *WeAreBLEps* [2], permite la adquisición simultánea de ECG y BCG con configuración dinámica de parámetros vía BLE. El software de usuario visualiza las señales en tiempo real y las exporta a archivos CSV independientes por canal, habilitando su procesamiento posterior.

Con el dispositivo desarrollado se logró estimar $\overline{PEP} = (53 \pm 7)$ ms, con una incertidumbre relativa de 14%, valor comparable al del dispositivo previo. La contribución dominante a la incertidumbre resultó ser el ruido del regulador y no la resolución temporal, lo que evidencia que la mejora en frecuencia de muestreo quedó enmascarada por el ruido inducido por la transmisión BLE, evidenciando un compromiso entre la frecuencia de muestreo y el nivel de ruido inducido por la

Capítulo 8. Conclusiones

transmisión BLE.

En consecuencia, la limitación más relevante del sistema es la presencia de ruido periódico en ambos canales, originado en la respuesta transitoria del regulador del módulo **Seeed XIAO BLE nRF52840** ante eventos BLE. Mitigar esta fuente de ruido constituye el paso crítico para mejorar la precisión del sistema más allá de lo logrado en este trabajo.

Por otro lado, la verificación del funcionamiento del dispositivo diseñado se realizó para un único sujeto en condición basal. Robustecer esta verificación requeriría ampliar las mediciones a múltiples sujetos y condiciones fisiológicas. Además, para poder validar la capacidad del dispositivo para medir el PEP se debe contar con una referencia de mayor precisión. Como se discutió en el capítulo 2, el ecógrafo Doppler presenta limitaciones intrínsecas que lo hacen poco adecuado como referencia para validar el dispositivo vestibular, por lo que esta tarea requerirá incorporar otro tipo de dispositivo o forma de validación.

8.2. Trabajo Futuro

A partir del desarrollo realizado y los resultados obtenidos, se identifican las siguientes líneas de trabajo futuro:

- **Mitigación del ruido de alimentación.** El componente de ruido periódico identificado en la salida de ambos canales está directamente asociado a la respuesta transitoria del regulador integrado en el módulo **Seeed XIAO BLE nRF52840** ante escalones de corriente generados por cada encendido de radio para eventos BLE (transmisión de datos o *advertising*). Una posible mitigación para esto es el diseño de un circuito de *Power Management* dedicado para alimentar al AFE independizándose del regulador integrado en el módulo.
- **Mejora del conjunto de validación.** El análisis de factibilidad realizado utilizó como referencia clínica imágenes de ecocardiografía Doppler cuya resolución temporal limita la precisión de la estimación del *PEP*. Una validación rigurosa requerirá una referencia de mayor precisión, proveniente de otro tipo de dispositivo, dado que el ecógrafo Doppler presenta limitaciones intrínsecas que lo hacen poco adecuado para validar el dispositivo vestibular.
- **Ampliación del conjunto de medidas.** El experimento para el dispositivo diseñado realizado se limitó a un único sujeto en condición basal. Una validación más robusta requeriría registros de múltiples sujetos con distintas características fisiológicas y bajo diferentes condiciones, incluyendo estados de estrés cardiovascular, con el objetivo de evaluar la variabilidad inter-sujeto y la generalidad del método.
- **Estimación del PEP en tiempo real.** La exportación de datos a archivos CSV independientes por canal, introducida en el software de este trabajo, sienta las bases para integrar un módulo de procesamiento en tiempo real que

8.2. Trabajo Futuro

integre el filtrado de las señales (AFE y filtros FIR), la detección automática de eventos cardíacos y la estimación continua del PEP durante una sesión de adquisición, sin necesidad de procesamiento posterior.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Apéndice A

Funcionamiento del Doppler de Onda Pulsada (DOP)

En la figura A.1 se ilustran las principales magnitudes presentes en una captura Doppler típica. En particular, el espectro Doppler muestra la distribución de velocidades del flujo que atraviesa la aorta a lo largo del tiempo. Se aprecia también el ECG adquirido en simultáneo. De manera complementaria, se señala la imagen en modo B, utilizada por el operador para localizar el ventrículo izquierdo y la aorta, para así definir la región de interés en profundidad.

La técnica específica utilizada para capturar la distribución de velocidades se denomina Doppler de Onda Pulsada (DOP). Esta técnica se basa en la emisión intermitente de pulsos de ultrasonido, a diferencia del Doppler de onda continua (DOC), en el cual la transmisión y recepción ocurren de forma simultánea. En el DOP, el transductor alterna entre dos etapas: primero transmite un pulso de duración finita y luego permanece en modo recepción, registrando los ecos reflejados por los tejidos y el flujo sanguíneo [13] [14].

DOP: Modelo Simplificado

Cada ciclo se conforma por un período de transmisión y recepción. El largo de cada ciclo es T_{PRF} , por lo que la tasa de transmisión del pulso de transmisión es de $f_{PRF} = \frac{1}{T_{PRF}}$.

Durante la transmisión, el transductor emite un pulso de ultrasonido de duración finita T_0 y frecuencia f_0 . El dispositivo comienza el modo recepción después de un tiempo de espera que permita registrar los ecos reflejados [24] [25]. En la figura A.2 se ilustra el diagrama de tiempos asociado. En azul se observa el pulso transmitido de duración T_0 y frecuencia fundamental f_0 . En rojo se observa el pulso recibido, luego de un tiempo de espera T_{espera} . El período a transmisión y recepción conforman la duración del ciclo T_{PRF} .

El tiempo de espera T_{espera} previo a la recepción está determinado por

$$T_{espera} = \frac{2D}{c},$$

Apéndice A. Funcionamiento del Doppler de Onda Pulsada (DOP)

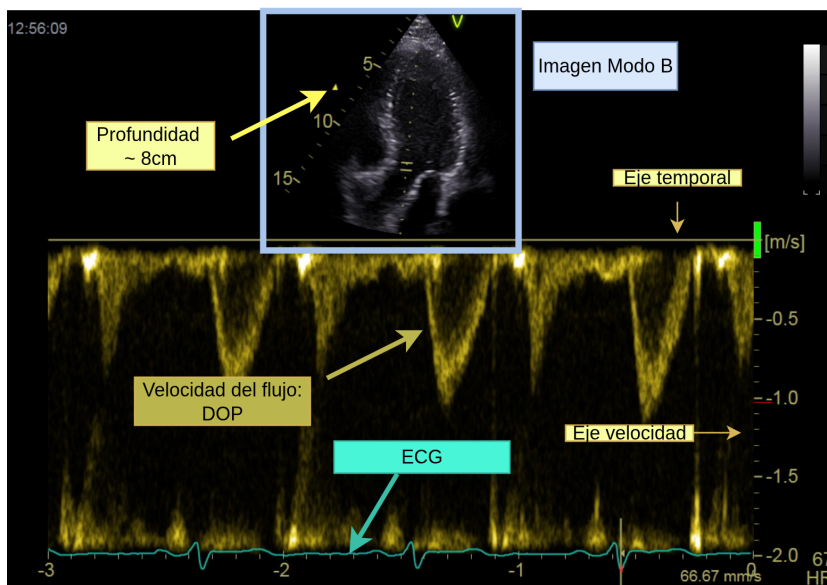


Figura A.1: Captura obtenida por el dispositivo Doppler General Electric Vivid-Iq

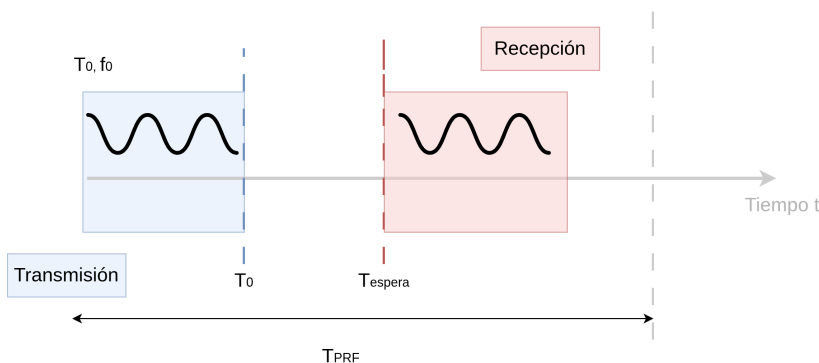


Figura A.2: Diagrama de tiempos de transmisión y recepción para un pulso Doppler

donde c es la velocidad de propagación del sonido en tejidos blandos y D es la profundidad seleccionada. Luego,

$$T_{PRF} > T_{espera} = \frac{2D}{c}. \quad (\text{A.1})$$

En la figura A.3 se representa un modelo simplificado para explicar el funcionamiento del Doppler Pulsado. Se observa una única partícula en movimiento según el eje z , con velocidad constante v_z . Esta partícula refleja los pulsos $r(t)$ transmitidos por el transductor en cada ciclo. En rojo se observa el pulso reflejado $r_1(t)$ (asociado al pulso transmitido en el instante t_0) por la partícula en la posición p_1 , que demora un tiempo de espera T_{espera} en volver al transductor. En azul se observa el pulso reflejado $r_2(t)$ (asociado al pulso transmitido en el instante $t_0 + T_{PRF}$) por la partícula en la posición $p_2 = p_1 + \Delta z$. Esta partícula, luego de cada ciclo de duración T_{PRF} tiene un desplazamiento Δz correspondiente con:

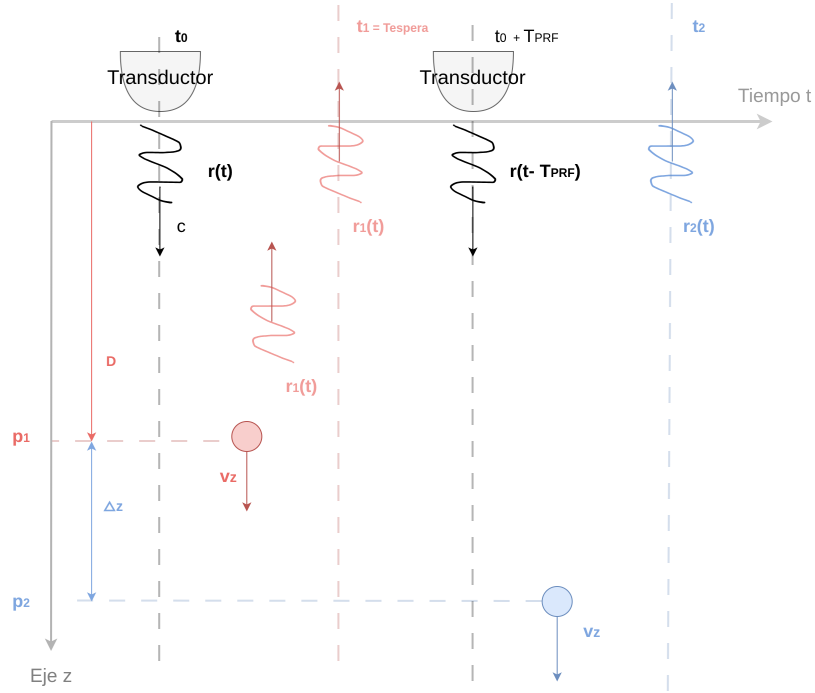


Figura A.3: Partícula en movimiento.

$$p_2 - p_1 = \Delta z = v_z \cdot T_{PRF}. \quad (\text{A.2})$$

Los pulsos reflejados $r_1(t)$ y $r_2(t)$ se relacionan mediante:

$$r_2(t) = r_1 \left(t - \frac{2\Delta z}{c} - T_{PRF} \right) \stackrel{\text{Ecuación(A.2)}}{=} r_1 \left(t - \frac{2v_z T_{PRF}}{c} - T_{PRF} \right).$$

A su vez, cualquier pulso reflejado $r_i(t)$ debido al pulso transmitido en un instante $t = t_0 + iT_{PRF}$, se relaciona con el primer pulso transmitido $r(t)$ mediante

$$r_i(t) = r \left(t - iT_{PRF} - i \frac{2v_z T_{PRF}}{c} - \frac{2D}{c} \right),$$

donde:

- El término iT_{PRF} se debe al desfase temporal entre el primer pulso y el pulso i transmitidos.
- El término $i \frac{2v_z T_{PRF}}{c}$ al desfase entre el último pulso i transmitido y recibido.
- El término $\frac{2D}{c}$ se debe al desfase entre el primer pulso transmitido y reflejado, debido a la posición inicial de la partícula (profundidad).

Apéndice A. Funcionamiento del Doppler de Onda Pulsada (DOP)

Considerando un pulso sinusoidal $r(t) = a \sin(2\pi f_0 t)$,

$$r_i(t) = a \sin \left(2\pi f_0 \left(t - iT_{PRF} - i \frac{2v_z T_{PRF}}{c} - \frac{2D}{c} \right) \right),$$

donde f_0 y a se corresponden a la frecuencia y amplitud asociadas al pulso de transmisión, respectivamente.

Muestreando cada pulso recibido $r_i(t)$ en un instante $t = iT_{PRF} + t_x$, se obtiene una señal $s(i)$ correspondiente a

$$s(i) = a \sin \left(2\pi f_0 \left(t_x - i \frac{2v_z T_{PRF}}{c} - \frac{2D}{c} \right) \right) = -a \sin \left(2\pi f_0 \frac{2v_z T_{PRF}}{c} i - \Phi_x \right),$$

donde

- $\Phi_x = 2\pi f_0 \left(\frac{2D}{c} - t_x \right)$.
- $f_a = f_0 \frac{2v_z}{c}$ es la frecuencia aparente de la señal muestreada a tasa $f_{PRF} = \frac{1}{T_{PRF}}$.

Se concluye que la condición de no aliasing está dada por

$$f_s \geq 2f_{a_{max}} \Leftrightarrow f_s \geq 4 \frac{v_{max} f_0}{c} \Leftrightarrow T_{PRF} \leq \frac{c}{4v_{max} f_0}, \quad (\text{A.3})$$

donde v_{max} es la velocidad máxima medible para la partícula en movimiento.

Es importante destacar que, si bien el resultado obtenido es equivalente en magnitud a la distorsión en frecuencia producida por el efecto Doppler clásico, el mecanismo de estimación es distinto. En lugar de medir directamente la variación de frecuencia del pulso reflejado, el DOP estima la velocidad a partir del desfase entre pulsos reflejados sucesivos: cada pulso reflejado actúa como una muestra, y el movimiento de las partículas entre emisiones consecutivas se manifiesta como un corrimiento de fase proporcional a la velocidad que varía linealmente con el tiempo, conformando una frecuencia aparente directamente proporcional a la velocidad de las partículas.

A partir de las ecuaciones (A.3), (A.1) se determina el compromiso entre la profundidad seleccionada y la velocidad máxima de las partículas a medir:

$$D \cdot v_{max} < \frac{c^2}{8f_0}. \quad (\text{A.4})$$

Análisis en Frecuencia

El modelo visto previamente contempla un pulso sinusoidal de duración lo suficientemente pequeña para garantizar que no halla *overlapping* durante cada recepción. En la práctica, se utilizan pulsos de ocho a dieciséis ciclos $r(t) = a \cdot e(t)$ [24].

Considerando la emisión de N pulsos, la señal s_{N-1} recibida en el instante $i = (N-1)T_{PRF}$ es:

$$s_{N-1}(t) = a \sum_0^{N-1} e \left(t - iT_{PRF} - i \frac{2v_z T_{PRF}}{c} - \frac{2D}{c} \right).$$

Desarrollando esta expresión, tomando la Transformada de Fourier, utilizando identidades de Euler y considerando además una frecuencia de muestreo $f_{PRF} = \frac{1}{T_{PRF}}$, se obtiene [24, ec. 12]

$$R_f(f) = af_{PRF} \sum_{m=-\infty}^{\infty} E(f - mf_{PRF}) \cdot \mathcal{K}_r(f, m) \cdot e^{-j\pi(f - mf_{PRF})((N-1)(T_{PRF} + t_s) + \frac{4d}{c})}, \quad (\text{A.5})$$

donde:

- $\mathcal{K}_r(f, m) = \frac{\sin(\pi(f - mf_{PRF})(T_{PRF} + t_s)N)}{\sin(\pi(f - mf_{PRF})(T_{PRF} + t_s))}$.
- $t_s = \frac{2v_z T_{PRF}}{c}$.

Debido al muestreo, que es equivalente a una operación módulo f_{PRF} en frecuencia, los máximos espectrales se pliegan en banda base y aparecen en

$$f_{max} = \frac{2v_z}{c} n f_{PRF}, \quad n \in \mathbb{Z}.$$

El principal máximo se da en $f_{max} = \frac{2v_z}{c} f_0$. Esto implica que, si se muestrean los pulsos reflejados de forma adecuada, se puede recuperar la velocidad del flujo sanguíneo hallando el máximo en frecuencia en la *Fast Fourier Transform* (FFT) y despejando:

$$v_z = \frac{c f_{max}}{2 f_0}.$$

Des-simplificando el Modelo

En el volumen de muestra tomado por el equipo existe más de una partícula en movimiento. El razonamiento previo, desarrollado para una única partícula, se extiende de forma directa al caso de múltiples partículas. En recepción, la señal captada en cada instante de muestreo corresponde a la superposición de los ecos reflejados por todas las partículas presentes en el volumen de muestra. Al aplicar la FFT sobre esta señal muestreada a tasa f_{PRF} , el espectro resultante exhibe picos en las frecuencias asociadas a cada velocidad presente en el flujo, con una amplitud proporcional a la cantidad de partículas que se desplazan a dicha velocidad.

Según la ecuación (A.5), la resolución en frecuencia del dispositivo dependerá del ancho de pulso utilizado, que depende de su frecuencia f_0 y la cantidad de ciclos M , y la cantidad de muestras N disponibles para realizar la FFT, correspondiente a la cantidad de pulsos emitidos.

Una condición necesaria pero no suficiente para tener una resolución adecuada se corresponde con lograr observar el pulso completo antes de realizar la FFT

$$T_{OBS} \geq T_{PULSO} \Leftrightarrow 2 \frac{v_{max}}{c} T_{PRF} N \geq \frac{M}{f_0}, \quad (\text{A.6})$$

Apéndice A. Funcionamiento del Doppler de Onda Pulsada (DOP)

donde v_{max} es la velocidad máxima asociada al flujo, N es la cantidad de observaciones, M es la cantidad de ciclos del pulso transmitido, f_0 es la frecuencia del pulso transmitido y c es la velocidad del sonido en tejidos blandos.

De forma muy simplificada, es posible asumir que si se cumple la ecuación (A.6), se alcanza la mayor resolución posible. Entonces, la resolución para la velocidad adquirida será

$$\Delta v = \frac{v_{max}}{N}, \quad (A.7)$$

donde v_{max} es la velocidad máxima posible para los portadores y N es la cantidad de observaciones.

La resolución temporal, dependerá de la cantidad de observaciones necesarias N para reconstruir los perfiles de velocidades en cada tiempo, y se corresponde con

$$\Delta t = NT_{PRF} = \frac{N}{f_{PRF}}, \quad (A.8)$$

donde f_{PRF} es la frecuencia de transmisión de los pulsos.

Existen otras fuentes de ruido sobre las cuales no se ahondará, pero repercuten en la estimación de la velocidad sobre el volumen de muestra, estas fuentes son:

- Efecto Doppler que distorsiona la frecuencia f_0 de la señal reflejada.
- La atenuación y la difracción, que alteran el espectro de la señal al atenuar selectivamente las distintas componentes frecuenciales del pulso reflejado.
- Los pulsos reflejados debido a partículas en movimiento a mayores profundidades .
- El ancho de banda del pulso y la repercusión directa sobre la máxima resolución para el equipo.
- Interferencia entre rebotes de ondas reflejadas por diferentes partículas.

Resolución de las imágenes adquiridas

Con el fin de realizar análisis de incertidumbre sobre los tiempos característicos medidos es necesario determinar la resolución temporal y en velocidad de las capturas obtenidas. En primer lugar, debido a que se cuenta con imágenes representativas del DOP y el ECG, se cuestiona si la resolución de dichas imágenes se adapta a la resolución real de las señales en cuestión. Para ello se realiza un análisis de resolución de las señales y se contrasta con la resolución de las imágenes.

Partiendo de las cantidades observables en la imagen (escala de velocidades y profundidad) se busca inferir la frecuencia de muestreo y la frecuencia del pulso utilizadas. Las ecuaciones (A.6) y (A.8) determinan la resolución máxima en velocidad y en tiempo para equipos que utilizan DOP.

Para todas las capturas obtenidas con el General Electric Vivid-IQ, la profundidad $D = 8$ cm y la velocidad máxima $v_{m\acute{a}x} = 2$ m/s permanecen fijas.

La frecuencia del pulso de transmisión está delimitada por la profundidad a utilizar. En general se suele recomendar utilizar la máxima frecuencia posible limitada por la profundidad [26].

Para la profundidad $D = 8 \text{ cm}$ se suele utilizar $1,5 \text{ MHz} \leq f_0 \leq 3,5 \text{ MHz}$ dado que mayores frecuencias conducen a mayor distorsión por la atenuación [26] [15]. Se verifica que este rango de frecuencias se encuentra disponible para las sondas de sonido con las que cuenta el dispositivo [20].

Considerando la condición de no aliasing de la ecuación (A.3) y que la velocidad de propagación del sonido en tejidos blandos es $c = 1520 \text{ m/s}$ [27],

$$f_{PRF} \geq 4 \cdot \frac{2 \cdot f_0}{1520} \quad \begin{matrix} 1,5 \text{ MHz} \leq f_0 \leq 3,5 \text{ MHz} \\ \in \end{matrix} [7,9, 18,5] \text{ kHz}.$$

Considerando la condición sobre la duración del pulso en la ecuación (A.1)

$$f_{PRF} < \frac{1520}{2 \cdot 0,08} \simeq 9,5 \text{ kHz}.$$

Se infiere entonces que $f_{PRF} \simeq 9 \text{ kHz}$.

Si bien los fabricantes de equipos de DOP no suelen reportar la cantidad de pulsos N utilizados para estimar el perfil de velocidades en cada instante, la literatura académica indica que este valor se encuentra típicamente en el rango $32 \leq N \leq 128$ [15] [16] [28].

Luego, las resoluciones de las señales reales cumplen

$$\begin{cases} \Delta v_{señal} & \stackrel{Ec.(A.7)}{\in} [16, 63] \text{ mm/s}, \\ \Delta t_{señal} & \stackrel{Ec.(A.8)}{\in} [3, 14] \text{ ms}. \end{cases} \quad (A.9)$$

Las resoluciones de las cantidades en las imágenes son

$$\begin{cases} \Delta v_{imagen} = 67 \text{ mm/s}, \\ \Delta t_{imagen} = 3,5 \text{ ms}. \end{cases} \quad (A.10)$$

Estas resoluciones se cuantifican utilizando como referencia el eje temporal y de velocidad de las capturas observados en la figura A.1. Para el caso de la resolución en velocidad también se cuenta con la escala debajo a la izquierda apreciada en la figura.

Se aprecia que las resoluciones de las imágenes y las del DOP teórico son concordantes. Esta concordancia implica que a priori, la resolución de las señales DOP no está limitada por la resolución observada en las capturas.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Apéndice B

Analisis de Incertidumbre: Dispositivo Previo y Ecógrafo Doppler

B.1. Influencia de la Cuantización Sobre la Estimación de Máximos

Sea $x[n]$ una señal discreta cuantizada con escalón Δq , cuyo máximo verdadero ocurre en el índice n^* . En el entorno de dicho índice, la señal puede aproximarse localmente mediante una parábola:

$$x[n] \approx x_{max} - \frac{1}{2} |\ddot{x}_{peak}| (n - n^*)^2,$$

donde \ddot{x}_{peak} denota la curvatura de la señal en el punto de máximo, que es estrictamente negativa por tratarse de un máximo. Esta aproximación es válida en un entorno suficientemente reducido de n^* , donde los términos de orden superior son despreciables.

Debido a la cuantización, la señal $x[n]$ solo puede tomar valores múltiplos de Δq . Esto implica que todos los índices n para los cuales $x[n]$ cae dentro del mismo escalón de cuantización que $x[n^*]$ son indistinguibles del máximo verdadero. Formalmente, esta región de ambigüedad está definida por la condición

$$x[n^*] - x[n] < \Delta q,$$

es decir, el conjunto de índices para los cuales la señal no ha descendido todavía un escalón completo respecto del máximo. Sustituyendo la aproximación parabólica:

$$\frac{1}{2} |\ddot{x}_{peak}| (n - n^*)^2 < \Delta q,$$

de donde se obtiene el semiancho de la región de ambigüedad en índices de frame:

$$\delta n = \sqrt{\frac{2 \Delta q}{|\ddot{x}_{peak}|}}.$$

Apéndice B. Analisis de Incertidumbre: Dispositivo Previo y Ecógrafo Doppler

Cualquier índice dentro de esta región es igualmente válido como estimación del máximo, de modo que la incertidumbre asociada a la detección, expresada en unidades de tiempo, es

$$\sigma_C = \Delta t \sqrt{\frac{2 \Delta q}{|\ddot{x}_{peak}|}}, \quad (\text{B.1})$$

donde Δt es el período de muestreo de la señal. Se observa que la incertidumbre crece con el escalón de cuantización Δq y decrece con la curvatura $|\ddot{x}_{peak}|$: un pico agudo, con curvatura elevada, genera una región de ambigüedad angosta y por tanto una estimación más precisa, mientras que un pico suave, con curvatura pequeña, extiende dicha región y degrada la precisión.

Cabe destacar que la dependencia funcional en $\sqrt{\Delta q}$ es una consecuencia directa de la geometría local parabólica del máximo. A diferencia de lo que ocurriría si la señal tuviera pendiente no nula en el punto de interés, donde la incertidumbre sería proporcional a Δq , en el entorno de un máximo la derivada primera es nula por definición y el término dominante es el cuadrático. Esto implica que reducir el escalón de cuantización a la mitad mejora la incertidumbre únicamente por un factor $\sqrt{2}$, y no por un factor 2 como podría esperarse intuitivamente.

B.1.1. Tiempos T_R y T_I del Dispositivo Previo

La cuantización en voltaje del conversor analógico-digital introduce una incertidumbre en la detección de los máximos de las señales ECG y BCG. Aplicando la ecuación (B.1), con un paso de cuantización $\Delta q = 3,3/2^{10}$ V y curvaturas del orden de 10^6 V/s² en los puntos de detección, las contribuciones σ_{R_C} y σ_{I_C} resultan despreciables frente a la resolución temporal de 4 ms.

B.1.2. Tiempo T_R Capturas Doppler

La detección del pico R sobre la imagen digitalizada opera buscando el máximo de la envolvente ECG obtenida como el centroide vertical de la máscara del trazo:

$$\bar{i}(j) = \frac{\sum_i i M[i, j]}{\sum_i M[i, j]}.$$

La máscara del trazo ECG presenta un ancho aproximadamente constante e igual a 3 píxeles. Bajo esta condición, el centroide equivale al promedio de tres índices consecutivos con pesos unitarios, de modo que su paso de cuantización efectivo es

$$\Delta q_{ECG} = \frac{1}{3} \text{ px},$$

valor que resulta uniforme a lo largo de toda la señal. Esto puede verificarse notando que, para una máscara binaria de ancho fijo $w = 3$, el centroide avanza en escalones de $1/w$ ante desplazamientos unitarios del trazo, independientemente de su posición absoluta en la imagen.

B.1. Influencia de la Cuantización Sobre la Estimación de Máximos

Aplicando la ecuación (B.1), la contribución de la cuantización a la incertidumbre en T_R es

$$\sigma_{RC} = \Delta t \sqrt{\frac{2 \Delta q_{ECG}}{|\ddot{v}_{ECG}(T_R)|}},$$

donde $\ddot{v}_{ECG}(T_R)$ es la curvatura de la señal en el entorno del pico R , aproximada mediante diferencias finitas centradas. Promediando las contribuciones individuales sobre todas las medidas se obtiene $\sigma_{RC} \simeq 1,2$ ms.

B.1.3. Tiempo $T_{\text{on-est}}$ Capturas Doppler

La detección del onset sobre la imagen digitalizada se realiza mediante el algoritmo de detección de codos aplicado sobre la pendiente acumulada de la envolvente Doppler $S[n]$, descrito en la subsección 2.5.2.

Cuantización de la Envolvente Doppler Δq_{DOP}

La envolvente Doppler digitalizada se obtiene a partir del centroide $\bar{i}(j)$ calculado columna a columna sobre la imagen enmascarada $\mathbb{I}_M[i, j]$:

$$\bar{i}(j) = \frac{\sum_i i \mathbb{I}_M[i, j]}{\sum_i \mathbb{I}_M[i, j]}. \quad (\text{B.2})$$

Aunque el índice de fila i está cuantizado uniformemente con paso $\Delta i = 1$ (un píxel), el centroide $\bar{i}(j)$ es un cociente de sumas ponderadas y, en general, toma valores reales. La relación entre la posición continua real del contorno Doppler y el valor producido por (B.2) es no lineal, lo que da lugar a una *cuantización efectiva no uniforme*.

Los pesos que intervienen en la suma,

$$p_i(j) = \frac{\mathbb{I}_M[i, j]}{\sum_k \mathbb{I}_M[k, j]},$$

dependen de la posición real del contorno a través del perfil de intensidad $\mathbb{I}_M[i, j]$. Cuando dicho perfil es estrecho (pocas filas con intensidad significativa), el centroide queda atraído hacia los valores enteros disponibles y el paso efectivo local se aproxima a $\Delta i = 1$. En cambio, cuando el perfil tiene soporte amplio sobre varias filas, la suma ponderada interpola entre enteros y el paso efectivo es considerablemente menor que la unidad. En el caso intermedio, habitual en imágenes Doppler con un contorno de ancho moderado, el paso efectivo varía con la posición del contorno dentro del píxel, confirmando el carácter no uniforme de la cuantización.

El error de cuantización resultante,

$$\varepsilon(j) = \bar{i}(j) - i_c(j),$$

no describe un diente de sierra periódico y uniforme como en un cuantizador escalar estándar, sino una forma distorsionada cuya amplitud varía con el ancho del perfil.

Apéndice B. Analisis de Incertidumbre: Dispositivo Previo y Ecógrafo Doppler

La cota absoluta $|\varepsilon| \leq \frac{1}{2}$ se preserva en todos los casos, pero la distribución del error dentro de ese intervalo es no uniforme.

Para un entorno reducido, donde el ancho del perfil se mantiene constante, se aproxima el paso de cuantización Δq_{DOP} como la distancia vertical mínima entre muestras consecutivas de $\bar{i}(j)$:

$$\Delta q_{DOP} \approx \min_{n \in \mathcal{V}(n^*)} |\bar{i}(j_{n+1}) - \bar{i}(j_n)|, \quad (\text{B.3})$$

donde $\mathcal{V}(n^*)$ denota un entorno de muestras alrededor de un índice n^* , donde el ancho del perfil se mantiene constante.

Incertidumbre por Cuantización en $T_{\text{on-est}}$

El algoritmo de detección de codos identifica el índice n^* que maximiza la distancia perpendicular entre $S[n]$ y la recta de referencia que une los extremos de $S[n]$. El error en la detección de este índice estrictamente depende del algoritmo y de la cuantización de $S[n]$. Para simplificar, unicamente consideraremos que el error únicamente dependerá de la cuantización, aislando la repercusión del algoritmo utilizado.

En el entorno del codo n^* , la pendiente acumulada $S[n]$ puede aproximarse mediante un desarrollo de Taylor de primer orden:

$$S[n] \approx S[n^*] + \dot{S}_{\text{codo}} \cdot (n - n^*),$$

donde \dot{S}_{codo} es la derivada primera de $S[n]$ evaluada en n^* . Debido a la cuantización, la versión observada de $S[n]$ es

$$S_q[n] = \left\lfloor \frac{S[n]}{\Delta q_{DOP}} \right\rfloor \cdot \Delta q_{DOP},$$

donde $\lfloor \cdot \rfloor$ denota el redondeo al múltiplo más cercano de Δq_{DOP} . Dos frames n_1 y n_2 son indistinguibles en S_q cuando caen dentro del mismo escalón de cuantización, es decir cuando

$$|S[n_1] - S[n_2]| < \Delta q_{DOP}.$$

Sustituyendo la aproximación lineal:

$$|\dot{S}_{\text{codo}}| \cdot |n_1 - n_2| < \Delta q_{DOP}.$$

El ancho de la región dentro de la cual no es posible distinguir dos frames es entonces

$$\delta n = \frac{\Delta q_{DOP}}{|\dot{S}_{\text{codo}}|},$$

y la incertidumbre en tiempo asociada a la cuantización de $S[n]$ es

$$\sigma_{\text{onC}} = \delta n \cdot \Delta t = \frac{\Delta t \cdot \Delta q_{DOP}}{|\dot{S}_{\text{codo}}|}. \quad (\text{B.4})$$

B.2. Influencia del Ruido Sobre la Estimación de Máximos

Sea una señal observada de la forma

$$y(t) = s(t) + n(t), \quad (\text{B.5})$$

donde $s(t)$ es una señal determinística con un máximo o mínimo local único en t^* , y $n(t)$ es un proceso gaussiano, ergódico y estacionario [29, sec. 8.1] [29, sec. 5.4] de media nula con densidad espectral de potencia $S_n(f) = N_0$ concentrada en la banda $[f_1, f_2] = [10, 40]$ Hz, nula fuera de ella. El máximo se estima como

$$\hat{t} = \arg \max_t y(t), \quad (\text{B.6})$$

y el error de localización temporal se define como $\varepsilon = \hat{t} - t^*$.

Aproximación de Primer Orden

Dado que \hat{t} es el punto donde $y(t)$ alcanza su máximo local, satisface necesariamente la condición de primer orden $y'(\hat{t}) = 0$. Escribiendo $\hat{t} = t^* + \varepsilon$ y expandiendo en serie de Taylor alrededor de t^* :

$$y'(t^* + \varepsilon) = s'(t^* + \varepsilon) + n'(t^* + \varepsilon) = 0. \quad (\text{B.7})$$

Expandiendo $s'(t^* + \varepsilon) \approx s'(t^*) + s''(t^*)\varepsilon$, y recordando que $s'(t^*) = 0$ por ser t^* el máximo verdadero de $s(t)$, se obtiene

$$s''(t^*)\varepsilon + n'(t^*) \approx 0, \quad (\text{B.8})$$

de donde se desprende la expresión del error de localización:

$$\varepsilon \approx -\frac{n'(t^* + \varepsilon)}{s''(t^*)}. \quad (\text{B.9})$$

Distribución del Error

Considerando la definición derivada en sentido cuadrático [29, ec. (7.16)] y asumiendo que el proceso $n(t)$ es diferenciable en este sentido y estacionario en sentido amplio, se cumple [29, ec. (7.20)]:

$$\mathbb{E}[n'(t)] = \mathbb{E} \left[\frac{d}{dt} n(t) \right] = \frac{d}{dt} \mathbb{E}[n(t)] = 0.$$

Por lo tanto, de la ecuación (B.9) se concluye que ε es una variable aleatoria gaussiana centrada en cero:

$$\varepsilon \sim \mathcal{N}(0, \sigma_\varepsilon^2). \quad (\text{B.10})$$

Esto implica que el máximo hallado en \hat{t} es un estimador *insesgado*, es decir, en promedio no existe error sistemático respecto al verdadero instante de máximo. El error depende enteramente de la varianza.

Varianza del Error de Localización

De la ecuación (B.9) se desprende que la varianza del error depende directamente de la varianza de la derivada del ruido evaluada en t^* :

$$\sigma_\varepsilon^2 = \frac{\text{Var}[n'(t^*)]}{[s''(t^*)]^2}. \quad (\text{B.11})$$

Dado que $n(t)$ es estacionario y ergódico, $\text{Var}[n'(t)]$ no depende de t y puede estimarse directamente a partir de una realización discreta $\{n_k\}_{k=1}^M$ muestreada con paso Δt_n , aproximando la derivada por diferencias finitas:

$$\widehat{\text{Var}}[n'] = \frac{1}{M-1} \sum_{k=1}^{M-1} \left(\frac{n_{k+1} - n_k}{\Delta t_n} \right)^2. \quad (\text{B.12})$$

Esta estimación no requiere conocer N_0 ni calcular ningún espectro: basta con diferenciar numéricamente la realización disponible y calcular su varianza muestral. Sustituyendo (B.12) en (B.11), la varianza del error de localización temporal resulta:

$$\sigma_\varepsilon^2 = \frac{\widehat{\text{Var}}[n']}{[s''(t^*)]^2} = \frac{1}{[s''(t^*)]^2} \frac{1}{M-1} \sum_{k=1}^{M-1} \left(\frac{n_{k+1} - n_k}{\Delta t_n} \right)^2. \quad (\text{B.13})$$

Incertidumbre en la Detección del Máximo

A partir de la varianza obtenida en (B.11), la incertidumbre en la localización temporal del máximo se cuantifica como:

$$\Delta t = 1,15 \sigma_\varepsilon = \frac{1,15}{|s''(t^*)|} \sqrt{\widehat{\text{Var}}[n']} = \frac{1,15}{|s''(t^*)|} \sqrt{\frac{1}{M-1} \sum_{k=1}^{M-1} \left(\frac{n_{k+1} - n_k}{\Delta t} \right)^2}. \quad (\text{B.14})$$

Este criterio establece que, con alta probabilidad, el instante estimado \hat{t} se encuentra dentro del intervalo $[t^* - \Delta t, t^* + \Delta t]$. Los factores que determinan Δt son:

- **Varianza de la derivada del ruido** $\widehat{\text{Var}}[n']$: estimable directamente por diferencias finitas sobre la realización disponible; refleja tanto la potencia del ruido como el peso de sus frecuencias altas.
- **Curvatura del pico** $|s''(t^*)|$: un pico más pronunciado reduce la incertidumbre; un pico plano la amplifica.

B.2.1. Dispositivo Diseñado

Aproximación al Ruido de Adquisición de ECG y BCG

Para cuantificar el nivel de ruido a la salida de los canales en condiciones reales de alimentación, se realizó una medición con la entrada diferencial del ECG

B.2. Influencia del Ruido Sobre la Estimación de Máximos

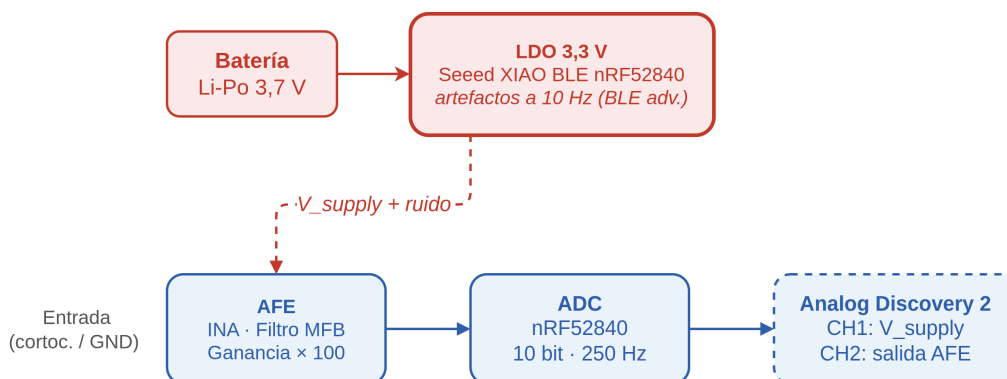


Figura B.1: Configuración de medición de ruido del canal ECG. El sistema se alimenta con batería a través del LDO del módulo **Seeed XIAO BLE nRF52840**, cuyo ruido periódico se acopla a la salida del AFE (flecha punteada). La entrada diferencial se cortocircuitó para aislar el ruido electrónico del canal. El *Analog Discovery 2* actúa exclusivamente como instrumento de captura (contorno punteado).

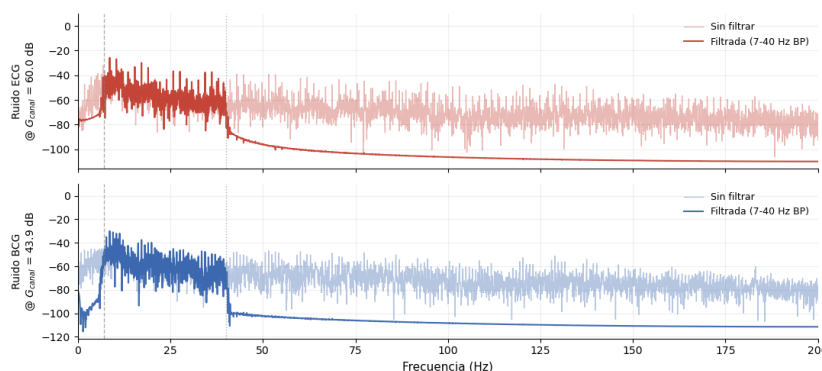


Figura B.2: FFT del ruido de adquisición para los canales de **ECG** (ganancia fija de 60,0 dB) y **BCG** (ganancia fija de 43,9 dB), referido a la salida de cada canal. La señal sin filtrar se muestra con menor opacidad; la señal filtrada en la banda 7 Hz a 40 Hz se muestra con mayor opacidad. Las líneas verticales punteadas indican los límites de la banda pasante.

cortocircuitada y la entrada del BCG conectada a tierra, alimentando el sistema con batería a través del LDO del módulo **Seeed XIAO BLE nRF52840**. Se conecta el dispositivo mediante BLE y se configura una tasa de muestreo de $f_m = 1 \text{ kHz}$ para emular el mismo modo de operación que cuando captura las señales *ECG* y *BCG*. En simultáneo, se captura la salida del AFE con un AD2 a una tasa de muestreo $f_s = 400 \text{ Hz}$ y los datos exportados para su procesamiento en Python. La figura B.1 ilustra la configuración de medición y las fuentes de ruido relevantes en este escenario.

Posterior a la adquisición, se realiza un filtrado en la banda 7 Hz a 40 Hz para replicar el posprocesamiento aplicado a las capturas de ECG y BCG, y eliminar la componente de continua de 1,65 V. En la figura B.2 se observa la FFT del ruido de adquisición estimado para ambos canales.

Es importante destacar que el ruido medido bajo esta configuración constituye

Apéndice B. Analisis de Incertidumbre: Dispositivo Previo y Ecógrafo Doppler

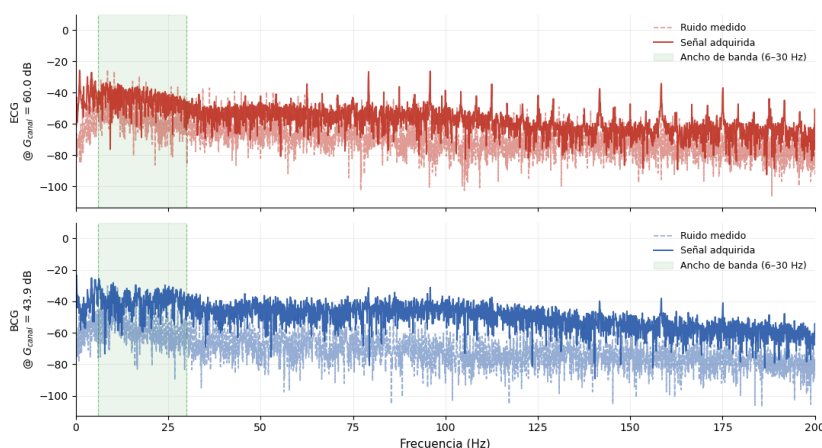


Figura B.3: FFT del ruido medido (trazo punteado, menor opacidad) y de la señal obtenida (trazo sólido) para los canales de ECG y BCG. La región sombreada en verde indica el ancho de banda de interés (6 Hz a 30 Hz).

un límite inferior del ruido total presente durante el uso real del dispositivo. Al conectar electrodos secos, con impedancias típicas en el rango de 500 k Ω a 1000 k Ω , la corriente de ruido del INA fluye a través de dicha impedancia, generando una tensión de ruido adicional referida a la entrada que no está capturada en esta medición. De manera análoga, al conectar el acelerómetro ADXL355, su ruido propio se suma al piso del canal BCG. En consecuencia, los valores obtenidos caracterizan el canal de forma aislada, pero subestiman el ruido efectivo que afecta a las señales fisiológicas en condiciones de uso.

Estimación de la Incertidumbre

Con el objetivo de cuantificar la diferencia entre el ruido introducido por el canal y el ruido acoplado a las señales biológicas debido a etapas previas al AFE, se compara el espectro de amplitud del ruido estimado de la figura B.2 con la FFT de una captura de ECG y BCG en la figura B.3.

En la banda 30 Hz a 40 Hz, donde la potencia de la señal fisiológica es despreciable, se observan diferencias de 13,3 dB y 17,6 dB entre el piso de ruido del canal aislado y el espectro de las señales capturadas para ECG y BCG respectivamente. Estas diferencias reflejan la contribución del ruido acoplado antes del AFE, proveniente de los electrodos y del acelerómetro, y no son despreciables.

A partir del ruido filtrado en la banda 7 Hz a 40 Hz se estima la incertidumbre en la localización temporal del pico R del ECG y del pico I del BCG mediante (B.14). Se consideran dos escenarios: el ruido medido con entrada cortocircuitada sin escalar ($\alpha_{\text{ECG}} = \alpha_{\text{BCG}} = 1$), que representa el piso mínimo del canal electrónico, y el ruido escalado por $\alpha_{\text{ECG}} = 3,6$ (13,3 dB) y $\alpha_{\text{BCG}} = 7,6$ (17,6 dB), valores que corresponden a las diferencias espectrales observadas en la figura B.3 y permiten aproximar la potencia del ruido acoplado antes del AFE en toda la banda de interés, bajo la hipótesis de ruido espectralmente uniforme.

B.2. Influencia del Ruido Sobre la Estimación de Máximos

Escenario	$ \overline{\sigma_{R_N}} $ (ms)	$ \overline{\sigma_{I_N}} $ (ms)
Mejor caso ($\alpha_{\text{ECG}} = \alpha_{\text{BCG}} = 1$)	0,819	1,251
Peor caso ($\alpha_{\text{ECG}} = 3,6, \alpha_{\text{BCG}} = 7,6$)	1,740	3,449

Tabla B.1: Incertidumbre media en la localización temporal del pico R (ECG) y del pico I (BCG) para los dos escenarios de ruido considerados. Se reporta el valor medio de $|\sigma_{R_N}|$ y $|\sigma_{I_N}|$ en milisegundos.

Se estima la varianza de la derivada del ruido según (B.12) para ambos canales y escenarios. A partir de ella se calcula, mediante (B.14), la incertidumbre en la localización del máximo R (σ_{R_N}) y del mínimo relativo I (σ_{I_N}), utilizando las curvaturas $s''(t_R^*)$ y $s''(t_I^*)$ estimadas para cada ciclo cardíaco. Las tabla C.13 y tabla C.12 detallan los resultados ciclo a ciclo; la tabla B.1 resume los valores medios para ambos escenarios.

Se decide tomar el peor caso para realizar el análisis de las incertidumbres en el cuerpo principal.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Apéndice C

Medidas: Tiempos Característicos

C.1. Tablas para Estimación de PEP Asociado a Dispositivo Previo

C.1.1. Tiempo R

Imagen	N.Latido	T_R (ms)	$\ddot{v}_{\text{ECG}}(T_R)$ (V/s^2)	σ_R (ms)
1	1	628.0	$-2,289 \times 10^7$	0.0168
	2	1544.0	$-2,413 \times 10^7$	0.0163
	3	2408.0	$-2,335 \times 10^7$	0.0166
2	1	80.0	$-2,788 \times 10^7$	0.0152
	2	1000.0	$-2,566 \times 10^7$	0.0158
	3	1956.0	$-2,559 \times 10^7$	0.0159
3	1	692.0	$-2,623 \times 10^7$	0.0157
	2	1640.0	$-2,344 \times 10^7$	0.0166
4	1	292.0	$-2,055 \times 10^7$	0.0177
	2	1032.0	$-2,241 \times 10^7$	0.0170
	3	1932.0	$-2,328 \times 10^7$	0.0166
5	1	432.0	$-2,177 \times 10^7$	0.0172
	2	1292.0	$-2,296 \times 10^7$	0.0168
	3	2144.0	$-2,162 \times 10^7$	0.0173
6	1	328.0	$-2,508 \times 10^7$	0.0160
	2	1224.0	$-2,879 \times 10^7$	0.0150
	3	2128.0	$-2,020 \times 10^7$	0.0179
7	1	552.0	$-2,226 \times 10^7$	0.0170
	2	1504.0	$-2,212 \times 10^7$	0.0171
	3	2492.0	$-2,474 \times 10^7$	0.0161
9	1	236.0	$-2,361 \times 10^7$	0.0165
	2	1116.0	$-2,553 \times 10^7$	0.0159
10	1	840.0	$-2,254 \times 10^7$	0.0169
11	1	228.0	$-2,569 \times 10^7$	0.0158
	2	1132.0	$-2,684 \times 10^7$	0.0155
	3	2032.0	$-2,532 \times 10^7$	0.0160

Tabla C.1: Estimaciones de T_R , curvatura $\ddot{v}_{\text{ECG}}(T_R)$ e incertidumbre $\sigma_R = \sqrt{2 \Delta q_R / |\ddot{v}_{\text{ECG}}(T_R)|}$ por imagen y latido para las series capturadas por el dispositivo previo. El intervalo de cuantización es $\Delta q_R = 3,3/2^{10}$ V.

C.1. Tablas para Estimación de PEP Asociado a Dispositivo Previo

C.1.2. Tiempo I

Imagen	N.Latido	T_I (ms)	$\ddot{v}_{\text{BCG}}(T_I)$ (V/s^2)	σ_I (ms)
1	1	688.0	$3,199 \times 10^7$	0.0142
	2	1604.0	$2,633 \times 10^7$	0.0156
	3	2468.0	$2,946 \times 10^7$	0.0148
2	1	140.0	$4,018 \times 10^7$	0.0127
	2	1060.0	$3,868 \times 10^7$	0.0129
	3	2016.0	$3,569 \times 10^7$	0.0134
3	1	752.0	$3,732 \times 10^7$	0.0131
	2	1704.0	$3,049 \times 10^7$	0.0145
4	1	356.0	$3,254 \times 10^7$	0.0141
	2	1092.0	$2,743 \times 10^7$	0.0153
	3	1992.0	$3,478 \times 10^7$	0.0136
5	1	492.0	$2,865 \times 10^7$	0.0150
	2	1356.0	$3,511 \times 10^7$	0.0135
	3	2208.0	$3,487 \times 10^7$	0.0136
6	1	392.0	$3,996 \times 10^7$	0.0127
	2	1284.0	$3,061 \times 10^7$	0.0145
	3	2192.0	$3,980 \times 10^7$	0.0127
7	1	616.0	$3,406 \times 10^7$	0.0138
	2	1568.0	$3,442 \times 10^7$	0.0137
	3	2552.0	$2,974 \times 10^7$	0.0147
9	1	292.0	$2,579 \times 10^7$	0.0158
	2	1176.0	$3,024 \times 10^7$	0.0146
10	1	900.0	$2,392 \times 10^7$	0.0164
11	1	288.0	$3,292 \times 10^7$	0.0140
	2	1192.0	$2,553 \times 10^7$	0.0159
	3	2092.0	$2,826 \times 10^7$	0.0151

Tabla C.2: Estimaciones de T_I , curvatura $\ddot{v}_{\text{BCG}}(T_I)$ e incertidumbre $\sigma_I = \sqrt{2 \Delta q_I / |\ddot{v}_{\text{BCG}}(T_I)|}$ por imagen y latido, para las series capturadas por el dispositivo previo. El intervalo de cuantización es $\Delta q_I = 3,3/2^{10}$ V.

Apéndice C. Medidas: Tiempos Característicos

C.1.3. PEP Dispositivo

Imagen	N.Latido	$\widehat{PEP}_{\text{disp}}$ (ms)
1	1	60.0
	2	60.0
	3	60.0
2	1	60.0
	2	60.0
	3	60.0
3	1	60.0
	2	64.0
4	1	64.0
	2	60.0
	3	60.0
5	1	60.0
	2	64.0
	3	64.0
6	1	64.0
	2	60.0
	3	64.0
7	1	64.0
	2	64.0
	3	60.0
9	1	56.0
	2	60.0
10	1	60.0
11	1	60.0
	2	60.0
	3	60.0

Tabla C.3: Estimaciones de $\widehat{PEP}_{\text{disp}}$ por imagen y latido, para las series capturadas por del dispositivo

C.1. Tablas para Estimación de PEP Asociado a Dispositivo Previo

C.2. Tablas para Estimación de PEP Asociado a Capturas Doppler

C.2.1. Tiempo R

Imagen	N.Latido	T_R (ms)	$v_{ECG}''(T_R)$	Δq_R	σ_{RC} (ms)
1	1	629.1	6	$1/3$	1.17
	2	1546.6	9	$1/3$	0.95
	3	2412.1	4	$1/3$	1.43
2	1	76.1	6	$1/3$	1.17
	2	997.5	5	$1/3$	1.28
	3	1959.0	4	$1/3$	1.43
3	1	693.0	2	$1/3$	2.02
	2	1642.5	9	$1/3$	0.95
4	1	292.4	18	$1/3$	0.67
	2	1033.6	9	$1/3$	0.95
	3	1934.9	9	$1/3$	0.95
5	1	433.1	2	$1/3$	2.02
	2	1295.2	7	$1/3$	1.08
	3	2145.3	0	$1/3$	3.5
6	1	332.5	9	$1/3$	0.95
	2	1221.8	10	$1/3$	0.90
	3	2131.2	2	$1/3$	2.02
7	1	556.8	6	$1/3$	1.17
	2	1506.3	4	$1/3$	1.43
	3	2495.8	9	$1/3$	0.95
9	1	232.9	-1	$1/3$	—
	2	1120.1	5	$1/3$	1.28
10	1	842.4	0	$1/3$	3.5
11	1	228.3	6	$1/3$	1.17
	2	1133.7	8	$1/3$	1.01
	3	2035.1	10	$1/3$	0.90

Tabla C.4: Estimaciones de T_R para todas las capturas Doppler, segunda derivada estimada $v_{ECG}''(t = T_R)$, intervalo de cuantización $\Delta q_R = \frac{1}{3}$, y contribución asociada a la cuantización $\sigma_{RC} = 3,5 \times 10^{-3} \sqrt{2 \Delta q_R / v_{ECG}''(T_R)}$ por imagen y latido, para la condición basal. Los casos con $v_{ECG}''(T_R) < 0$ no se consideran. En el caso límite donde $v_{ECG}''(t = T_R) = 0$ considera que la incertidumbre es de 3,5 ms.

C.2. Tablas para Estimación de PEP Asociado a Capturas Doppler

C.2.2. Tiempo de Onset Etiquetado

Imagen	N.Latido	$T_{on}^{Et.1}$ (ms)	$T_{on}^{Et.2}$ (ms)	$T_{on}^{Et.3}$ (ms)	\hat{T}_{on-etq} (ms)	σ_n (ms)
1	1	684.5	674.7	678.1	679.1	4.1
	2	1602.1	1599.5	1601.2	1600.9	1.1
	3	2468.3	2465.0	2470.2	2467.8	2.2
2	1	129.7	123.9	128.2	127.3	2.5
	2	1058.4	1053.4	1060.3	1057.4	2.9
	3	2001.0	2011.9	2015.4	2009.4	6.1
3	1	746.5	747.7	746.9	747.1	0.5
	2	1700.7	1702.3	1700.3	1701.1	0.8
	3	2634.1	2640.8	2643.9	2639.6	4.1
4	1	344.5	343.5	341.6	343.2	1.2
	2	1086.2	1094.8	1083.3	1088.1	4.9
	3	1980.2	1985.4	1987.5	1984.4	3.1
5	1	487.8	489.7	484.3	487.3	2.2
	2	1349.5	1348.3	1345.9	1347.9	1.5
	3	2185.9	2191.0	2187.7	2188.2	2.1
6	1	383.8	383.7	382.6	383.4	0.6
	2	1273.3	1272.8	1280.2	1275.5	3.4
	3	2185.9	2185.1	2184.4	2185.1	0.6
7	1	596.4	603.9	604.1	601.5	3.6
	2	1552.8	1560.7	1560.8	1558.1	3.7
	3	2550.9	2544.9	2543.8	2546.5	3.1
9	1	283.6	288.4	283.5	285.2	2.3
	2	1172.3	1172.9	1170.8	1172.0	0.9
10	1	893.7	900.0	895.1	896.2	2.7
11	1	292.2	286.5	281.4	286.7	4.4
	2	1198.1	1193.0	1189.0	1193.4	3.7
	3	2101.7	2111.0	2101.3	2104.7	4.5
$\sigma_{\text{global}} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_n \sigma_n^2}$						3.3
$\Delta T_{\text{on-etq}} = 1,15 \sigma_{\text{global}}$						3.8

Tabla C.5: Estimaciones individuales de T_{on} por medida y etiquetador, junto con el estimador puntual $\hat{T}_{on,et}(n)$ (promedio) y la desviación estándar intra-medida σ_n . Aplicando (2.5.2) se obtiene $\Delta T_{\text{on-etq}} \approx 4$ ms.

Apéndice C. Medidas: Tiempos Característicos

C.2.3. Tiempo de Onset Estimado por Algoritmo: T_{on-est}

Imagen	N.Latido	T_{on} (ms)	\dot{S}	Δq_{DOP}	σ_{onc} (ms)
1	1	678.7	146.9	3.8	0.79
	2	1600.9	334.6	3.5	0.51
	3	2464.0	386.3	1.7	0.33
2	1	132.3	403.5	1.5	0.30
	2	1058.0	574.0	0.4	0.12
	3	2008.1	454.4	1.8	0.31
3	1	748.3	357.6	7.9	0.74
	2	1698.4	352.6	2.0	0.37
	3	2641.5	357.8	3.2	0.47
4	1	344.5	447.6	1.0	0.23
	2	1089.3	715.1	11.1	0.62
	3	1980.3	505.6	3.9	0.44
5	1	480.3	435.8	2.4	0.36
	2	1350.3	587.8	4.3	0.42
	3	2196.1	302.5	13.9	1.06
6	1	382.8	558.6	10.2	0.67
	2	1277.3	480.7	0.5	0.16
	3	2189.1	633.4	11.5	0.67
7	1	609.0	263.7	2.8	0.51
	2	1562.6	502.7	5.5	0.52
	3	2551.0	616.0	20.1	0.89
9	1	297.0	626.9	5.8	0.48
	2	1178.7	1312.3	12.3	0.48
10	1	30.2	-615.6	72.1	—
	2	877.0	1088.9	3.0	0.26
	3	1754.1	1444.3	0.1	0.04
11	1	285.4	382.9	11.1	0.84
	2	1190.3	786.1	14.3	0.67
	3	2091.6	836.9	0.5	0.12

Tabla C.6: Estimaciones de T_{on} , primera derivada estimada \dot{S}_{codo} , intervalo de cuantización Δq_{DOP} , y contribución asociada a discretización vertical $\sigma_{onc} = 3,5 \times 10^{-3} \Delta q_{DOP} / |\dot{S}_{codo}|$ por imagen y latido, para la condición basal. El caso imagen 10 latido 1 presenta $\dot{S}_{codo} < 0$ y no admite estimación de incertidumbre.

C.2. Tablas para Estimación de PEP Asociado a Capturas Doppler

C.2.4. PEP Doppler

PEP con $T_{\text{on-etq}}$

Imagen	N.Latido	$\widehat{PEP}_{\text{dop-etq}}$ (ms)
1	1	50.0
	2	54.3
	3	55.8
2	1	51.2
	2	59.9
	3	50.5
3	1	54.0
	2	58.6
4	1	50.8
	2	54.5
	3	49.5
5	1	54.2
	2	52.7
	3	42.8
6	1	50.9
	2	53.6
	3	53.9
7	1	44.6
	2	51.9
	3	50.8
9	1	52.3
	2	51.9
10	1	53.8
11	1	58.3
	2	59.7
	3	69.6

Tabla C.7: $\widehat{PEP}_{\text{dop,et}}$ calculados por imagen y latido para el Doppler.

Apéndice C. Medidas: Tiempos Característicos

PEP con $T_{\text{on-est}}$

Imagen	N.Latido	$\widehat{PEP}_{\text{dop-est}}$ (ms)
1	1	49.6
	2	54.3
	3	52.0
2	1	56.1
	2	60.5
	3	49.2
3	1	55.2
	2	55.9
4	1	52.1
	2	55.8
	3	45.4
5	1	47.2
	2	55.1
	3	50.7
6	1	50.3
	2	55.4
	3	57.9
7	1	52.2
	2	56.4
	3	55.3
9	1	64.1
	2	58.5
10	1	34.6
11	1	57.0
	2	56.5
	3	56.6

Tabla C.8: $\widehat{PEP}_{\text{dop,et}}$ calculados por imagen y latido, para el Doppler.

C.3. Algoritmo de Sincronización

C.3.1. Método: Picos

Imagen	i^*	$C[i^*]$	Largo segmento
1	12042	0.974	748
2	13659	0.860	749
3	15772	1.000	749
4	22556	0.960	749
5	24062	0.958	750
6	26096	0.974	749
7	31381	0.974	749
9	45793	0.960	498
10	52432	1.000	499
11	58107	0.980	749

Tabla C.9: Resultados de sincronización por método *picos*: i^* es el índice en la serie temporal del dispositivo previo que se corresponde con el comienzo de la captura del equipo Doppler, $C[i^*]$ es el coeficiente de correlación de Pearson asociado, y el largo del segmento delimita el tiempo máximo de captura.

C.3.2. Método: Crudo

Imagen	i^*	$C[i^*]$	Largo segmento
1	12041	0.792	748
2	13658	0.626	749
3	15771	0.794	749
4	22556	0.707	749
5	24061	0.746	750
6	26095	0.825	749
7	31381	0.812	749
9	45793	0.749	498
10	52431	0.818	499
11	58107	0.720	749

Tabla C.10: Resultados de sincronización por método *crudo*: i^* es el índice en la serie temporal del dispositivo previo que se corresponde con el comienzo de la captura del equipo Doppler, $C[i^*]$ coeficiente de correlación de Pearson asociado, y el largo del segmento delimita el tiempo máximo de captura.

C.4. Tablas para la Estimación del PEP: Dispositivo Diseñado

C.4.1. Tiempos T_R , T_I y PEP

N.Latido	T_R (ms)	T_I (ms)	PEP (ms)
0	1133.0	1185.0	52.0
1	2082.0	2135.0	53.0
2	3024.0	3079.0	55.0
3	3953.0	4009.0	56.0
4	4889.0	4942.0	53.0
5	5851.0	5903.0	52.0
6	6839.0	6893.0	54.0
7	7794.0	7851.0	57.0
8	8688.0	8745.0	57.0
9	9571.0	9624.0	53.0
10	10494.0	10547.0	53.0
11	11476.0	11529.0	53.0
12	12463.0	12517.0	54.0

Tabla C.11: Utilizando los algoritmos de estimación de tiempos característicos descritos en la subsección 2.4.1, se estiman el tiempo de pico T_R en el ECG y el tiempo T_I en el BCG capturados por el dispositivo diseñado, y se calcula el PEP como la diferencia $T_I - T_R$ para cada ciclo cardíaco.

C.4. Tablas para la Estimación del PEP: Dispositivo Diseñado

C.4.2. Contribución a Incertidumbre Temporal Debido al Ruido de Adquisición

N. Latido	$s''(t_R^*)$ (mV/s ²)	$s''(t_I^*)$ (mV/s ²)	$ \sigma_{R_N} $ (ms)	$ \sigma_{I_N} $ (ms)
0	-22655,7	33417,8	0,800	1,086
1	-21686,3	37654,8	0,836	0,963
2	-22329,9	25274,6	0,812	1,435
3	-23307,7	23816,6	0,778	1,523
4	-21152,3	39056,2	0,857	0,929
5	-22007,7	35941,9	0,824	1,009
6	-23678,0	37771,0	0,766	0,960
7	-22832,7	16337,4	0,794	2,221
8	-23452,8	17373,6	0,773	2,088
9	-23503,4	33487,3	0,772	1,083
10	-23024,8	38601,7	0,788	0,940
11	-20773,3	44809,4	0,873	0,810
12	-21363,3	29830,2	0,849	1,216

Tabla C.12: Incertidumbre en la localización temporal del pico R (ECG) y del pico I (BCG) estimada mediante (B.14) para cada ciclo cardíaco, en el escenario sin escalar ($\alpha = 1$). Se reportan las curvaturas $s''(t_R^*)$ y $s''(t_I^*)$ utilizadas en el cálculo.

Apéndice C. Medidas: Tiempos Característicos

N. Latido	$s''(t_R^*)$ (mV/s ²)	$s''(t_I^*)$ (mV/s ²)	$ \sigma_{R_N} $ (ms)	$ \sigma_{I_N} $ (ms)
0	-22655,7	33417,8	1,717	2,993
1	-21686,3	37654,8	1,793	2,656
2	-22329,9	25274,6	1,742	3,957
3	-23307,7	23816,6	1,669	4,199
4	-21152,3	39056,2	1,839	2,561
5	-22007,7	35941,9	1,767	2,783
6	-23678,0	37771,0	1,643	2,648
7	-22832,7	16337,4	1,703	6,122
8	-23452,8	17373,6	1,658	5,756
9	-23503,4	33487,3	1,655	2,987
10	-23024,8	38601,7	1,689	2,591
11	-20773,3	44809,4	1,872	2,232
12	-21363,3	29830,2	1,820	3,353

Tabla C.13: Incertidumbre en la localización temporal del pico R (ECG) y del pico I (BCG) estimada mediante (B.14) para cada ciclo cardíaco, en el escenario escalado ($\alpha_{ECG} = 3,6$, $\alpha_{BCG} = 7,6$). Se reportan las curvaturas $s''(t_R^*)$ y $s''(t_I^*)$ utilizadas en el cálculo.

Apéndice D

Evaluación de Configuración Alternativa del Filtro MFB

Durante el diseño de la etapa de filtrado se evaluó una modificación en el valor de R_2 del filtro *Multiple Feedback* con el objetivo de reducir el retardo de grupo en la banda de interés, minimizando así las diferencias de desfase entre los canales ECG y BCG. Este anexo presenta el análisis comparativo entre la configuración adoptada ($R_2 = 10\text{ k}\Omega$) y la alternativa evaluada ($R_2 = 3,6\text{ k}\Omega$), y justifica la decisión de mantener la configuración original.

Los valores de componentes de ambas configuraciones se presentan en la tabla D.1.

En la figura D.1 se comparan los diagramas de magnitud, fase y retardo de grupo de la transferencia total del AFE para el canal BCG en ambas configuraciones.

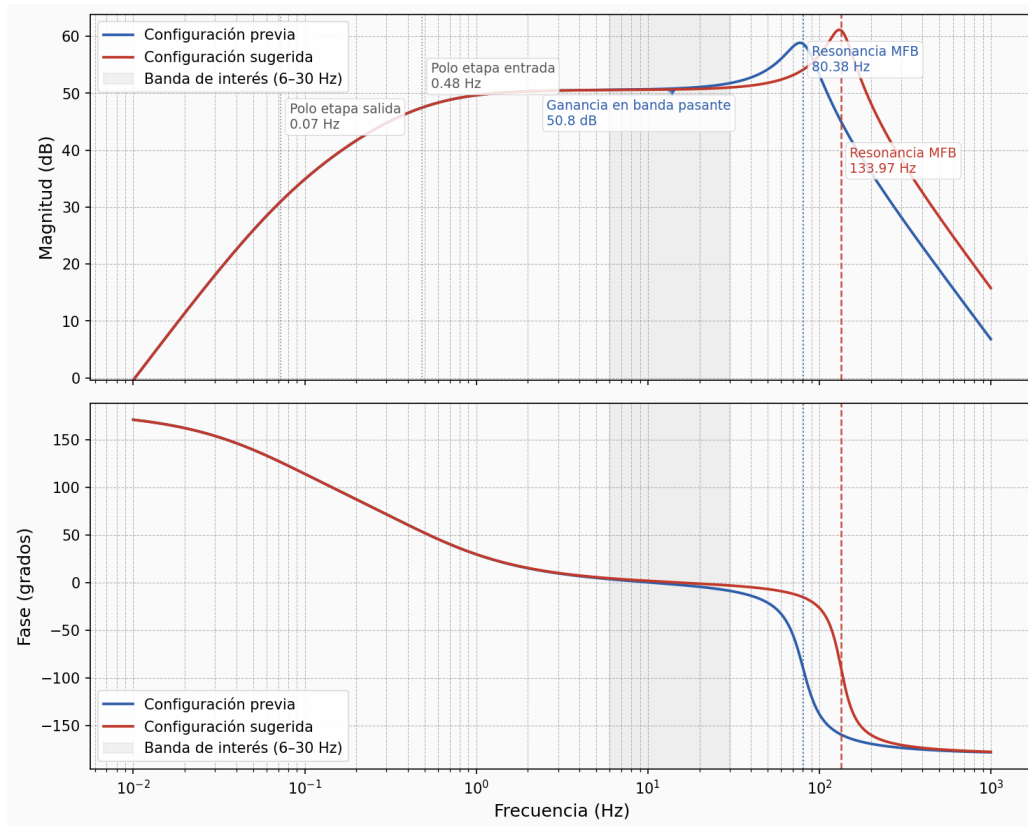
Como se observa en la D.1b, reducir R_2 a $3,6\text{ k}\Omega$ disminuye el retardo de grupo en la banda de interés. Sin embargo, esta modificación produce simultáneamente un corrimiento de la frecuencia de resonancia del sistema de segundo orden hacia valores más altos y un incremento del *peaking*.

Durante las mediciones experimentales, se verificó que la configuración de $R_2 = 3,6\text{ k}\Omega$ introducía un nivel de ruido sobre la banda de interés inaceptable en la práctica. La reducción de R_2 implica un incremento $42,65\text{ Hz}$ del ancho de la banda pasante de los AFEs que resulta desfavorable, dado que como se detalla en la subsección 3.7.5, los canales ya presentan un nivel de ruido considerable debido a artefactos de ruidos presentes en el voltaje de alimentación del dispositivo ($3,3\text{ V}$). Con el aumento del ancho de banda y del *peaking*, dicho artefacto de

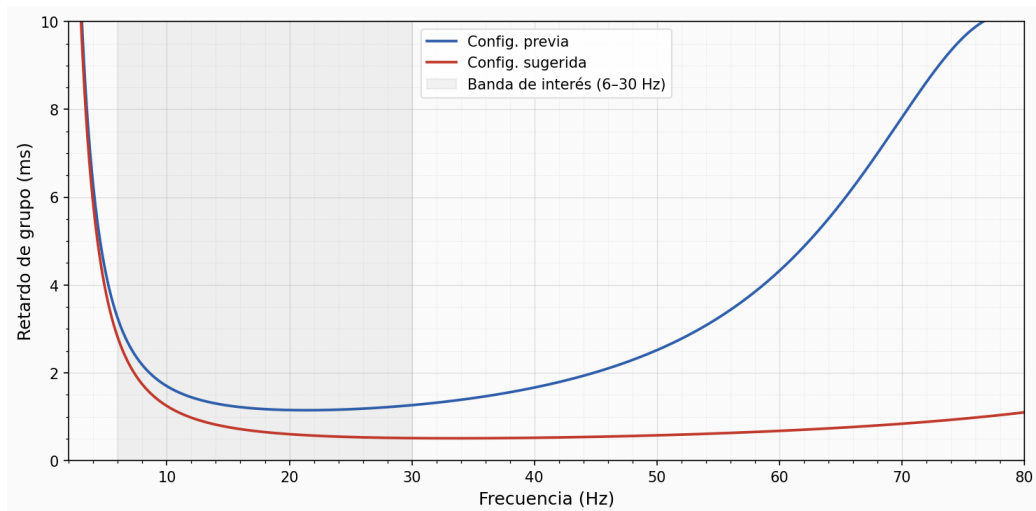
Configuración	R_1	R_2	R_3	C_1	C_2
Adoptada	$3,6\text{ k}\Omega$	$10\text{ k}\Omega$	$3,6\text{ k}\Omega$	$3,3\text{ }\mu\text{F}$	33 nF
Alternativa evaluada	$3,6\text{ k}\Omega$	$3,6\text{ k}\Omega$	$3,6\text{ k}\Omega$	$3,3\text{ }\mu\text{F}$	33 nF

Tabla D.1: Valores de componentes del filtro MFB: configuración adoptada y alternativa evaluada.

Apéndice D. Evaluación de Configuración Alternativa del Filtro MFB



(a) Magnitud y fase.



(b) Retardo de grupo.

Figura D.1: Comparación de respuesta en frecuencia entre la configuración adoptada ($R_2 = 10\text{ k}\Omega$, $f_s = 250\text{ Hz}$) y la alternativa evaluada ($R_2 = 3,6\text{ k}\Omega$).

ruido (predominantemente de 10 Hz y sus armónicos) aumenta su presencia en los canales. Por este motivo, se descartó esta alternativa y se mantuvo la configuración original con $R_2 = 10\text{ k}\Omega$ pese a la mejora teórica del retardo de grupo.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Apéndice E

Frecuencia de Resonancia y Propagación de Tolerancias en el Filtro MFB

E.1. Frecuencia de Resonancia del Filtro Pasa-bajos

A partir de la función de transferencia del filtro MFB pasa-bajos de segundo orden:

$$H(s) = A_{MFB} \cdot \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (\text{E.1})$$

La magnitud al cuadrado resulta:

$$|H(j\omega)|^2 \propto \frac{\omega_n^4}{(\omega_n^2 - \omega^2)^2 + (2\zeta\omega_n\omega)^2} \quad (\text{E.2})$$

El máximo de $|H(j\omega)|^2$ ocurre a la frecuencia de resonancia ω_n . Esto ocurre cuando el denominador es mínimo. Derivando respecto a $u = \omega^2$ e igualando a cero:

$$\frac{d}{du} [(\omega_n^2 - u)^2 + 4\zeta^2\omega_n^2 u] = 0 \quad (\text{E.3})$$

$$-2(\omega_n^2 - u) + 4\zeta^2\omega_n^2 = 0 \quad (\text{E.4})$$

$$u = \omega_n^2(1 - 2\zeta^2) \quad (\text{E.5})$$

Por lo tanto la frecuencia de máxima ganancia es:

$$\boxed{\omega_{max} = \omega_n \sqrt{1 - 2\zeta^2}} \quad (\text{E.6})$$

Apéndice E. Frecuencia de Resonancia y Propagación de Tolerancias en el Filtro MFB

Aplicación Numérica

Con los valores de diseño del filtro, la frecuencia natural resulta $f_0 = \omega_n/2\pi = 80,4 \text{ Hz}$ y el amortiguamiento $\zeta \approx 0,197$. Sustituyendo en ecuación E.6:

$$f_{max} = \frac{\omega_n}{2\pi} \sqrt{1 - 2\zeta^2} = 80,4 \cdot \sqrt{1 - 2 \cdot (0,197)^2} = 80,4 \cdot \sqrt{0,922} \approx 77,1 \text{ Hz} \quad (\text{E.7})$$

El pico de ganancia del filtro diseñado se espera por lo tanto en 77,1 Hz, y no en ω_n directamente.

E.2. Propagación de Tolerancias en f_0

La frecuencia natural del filtro depende de los componentes según:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_2 R_3 C_1 C_2}} \quad (\text{E.8})$$

Reescribiendo en forma de potencias:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} (R_2 R_3 C_1 C_2)^{-1/2} \quad (\text{E.9})$$

Aplicando logaritmo natural a ambos miembros:

$$\ln f_0 = \ln \frac{1}{2\pi} - \frac{1}{2} (\ln R_2 + \ln R_3 + \ln C_1 + \ln C_2) \quad (\text{E.10})$$

Diferenciando:

$$\frac{df_0}{f_0} = -\frac{1}{2} \left(\frac{dR_2}{R_2} + \frac{dR_3}{R_3} + \frac{dC_1}{C_1} + \frac{dC_2}{C_2} \right) \quad (\text{E.11})$$

Tomando valores absolutos para el análisis de peor caso:

$$\frac{\Delta f_0}{f_0} = \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta R_2}{R_2} + \frac{\Delta R_3}{R_3} + \frac{\Delta C_1}{C_1} + \frac{\Delta C_2}{C_2} \right) \quad (\text{E.12})$$

Sustituyendo las tolerancias de cada componente:

$$\frac{\Delta f_0}{f_0} = \frac{1}{2} \left(\underbrace{1\%}_{R_2} + \underbrace{1\%}_{R_3} + \underbrace{10\%}_{C_1} + \underbrace{5\%}_{C_2} \right) = \frac{17\%}{2} = 8,5\% \quad (\text{E.13})$$

Con $f_0 = 80,4 \text{ Hz}$, el rango de variación de peor caso resulta:

$$f_0 \in [80,4 \cdot (1 - 0,085), 80,4 \cdot (1 + 0,085)] = [73,6 \text{ Hz}, 87,2 \text{ Hz}] \quad (\text{E.14})$$

Propagando ese mismo error a f_{max} mediante ecuación E.6, y dado que ζ también depende de los componentes, el rango de peor caso para la frecuencia de pico medible resulta aproximadamente:

E.2. Propagación de Tolerancias en f_0

$$f_{max} \in [67,3 \text{ Hz}, 79,8 \text{ Hz}] \quad (\text{E.15})$$

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Apéndice F

Diseño del PCB y Revisiones de Hardware

Este anexo presenta capturas del diseño del dispositivo vestibular fabricado, denominado **Rev1**, a nivel de esquemáticos y de *layout*. Adicionalmente, se documenta una segunda revisión (**Rev2**) que incorpora mejoras y correcciones a errores de diseño identificados durante el ensamblado y la validación del dispositivo.

El propósito de la Rev2 es proveer archivos de fabricación corregidos que sirvan como punto de partida para aquel grupo que tome, permitiendo optar por fabricar directamente la Rev2 o utilizarla como referencia para un diseño propio.

F.1. Figuras del Dispositivo Fabricado (Rev1)

F.1.1. Esquemáticos

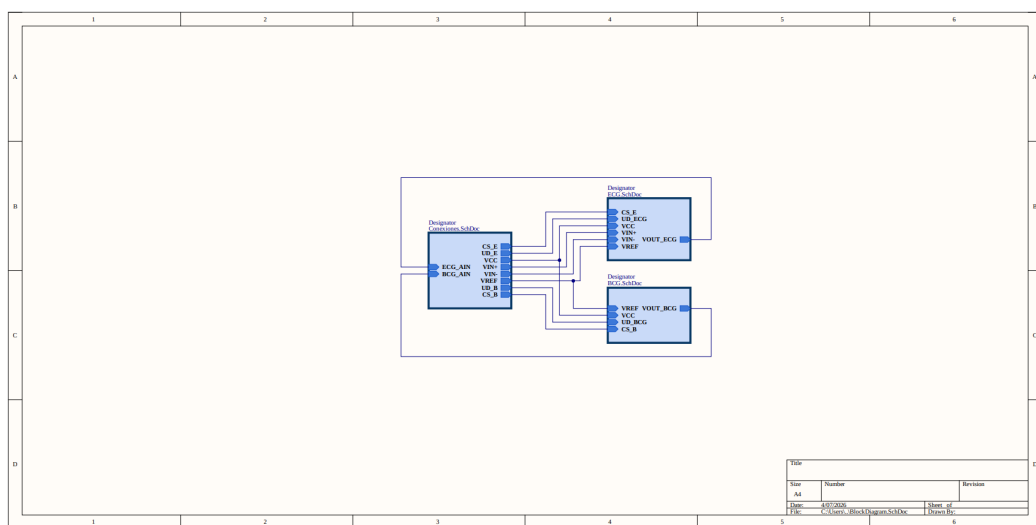


Figura F.1: Diagrama de bloques del diseño en Altium Designer.

Apéndice F. Diseño del PCB y Revisiones de Hardware

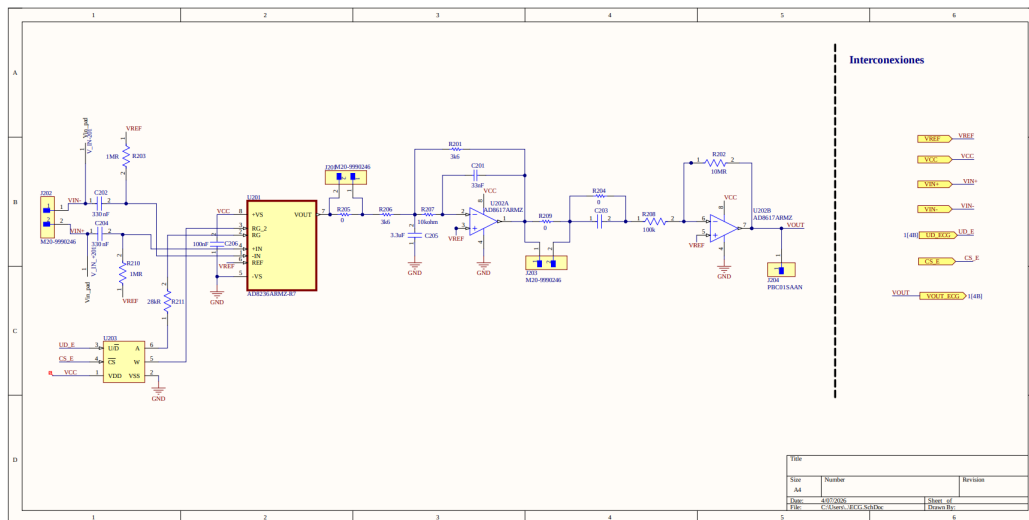


Figura F.2: Esquemático del canal ECG.

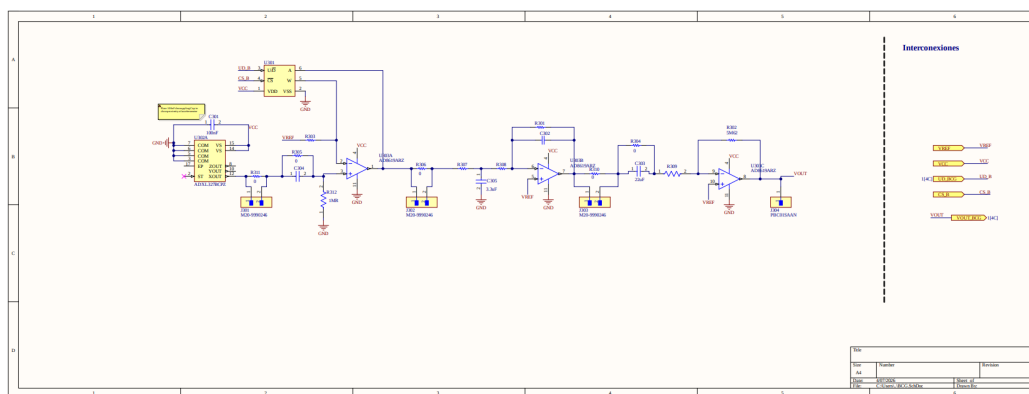


Figura F.3: Esquemático del canal BCG.

F.1.2. Layout y PCB

F.2. Cambios para la Segunda Versión (Rev2)

Durante el ensamblado de los componentes en el PCB y la validación de los AFEs se identificaron errores de diseño a nivel esquemático y layout, así como posibles mejoras que fueron resueltas para la Rev2. Esta sección detalla dichos errores.

En primer lugar, en la Rev1 se encontró una diferencia entre la numeración de los componentes a nivel esquemático y la numeración indicada por el *silkscreen* del PCB.

Por otro lado se hallaron dos errores en el esquemático en el canal de BCG de la Rev1. En la primera etapa del AFE, R312 tenía un borne conectado a *GND*

F.2. Cambios para la Segunda Versión (Rev2)

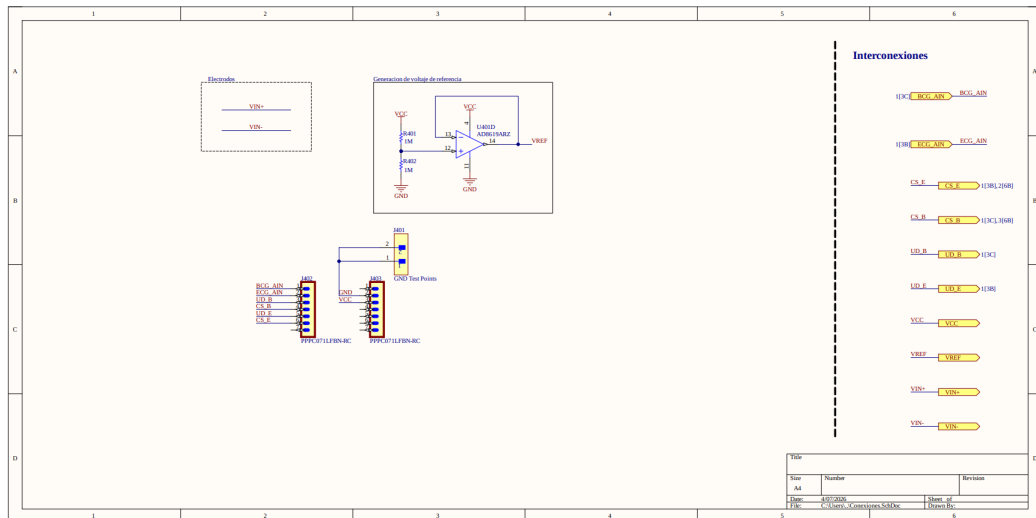


Figura F.4: Esquemático del circuito de alimentación y generación de V_{REF} .

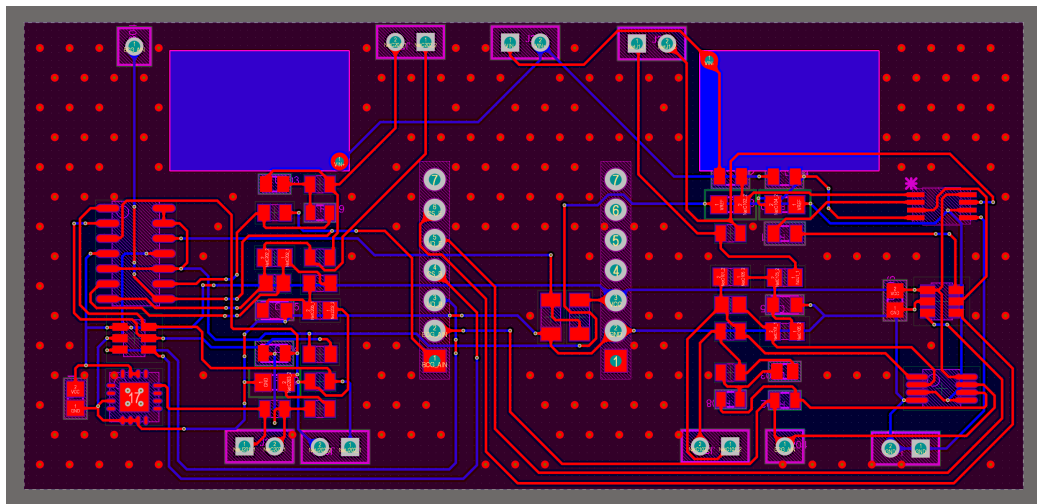


Figura F.5: Vista 2D de la cara superior del PCB sin *silkscreen*.

en vez de V_{REF} . Además, el MFB del BCG tenía un error de topología en el que R301 estaba en paralelo a C302. Ambos errores, corregidos para la Rev2, se pueden apreciar mediante recuadros rojos en la figura F.9.

Adicionalmente, para reducir la incidencia de perturbaciones en el voltaje de alimentación generado por el regulador de **Seeed XIAO BLE nRF52840** sobre ambos AFEs (subsección 3.7.5), se agregaron condensadores de desacople de $0,1\ \mu\text{F}$ y $1\ \mu\text{F}$ próximos a la alimentación de los amplificadores operacionales **AD8619ARZ** y **AD8617ARMZ**.

Apéndice F. Diseño del PCB y Revisiones de Hardware

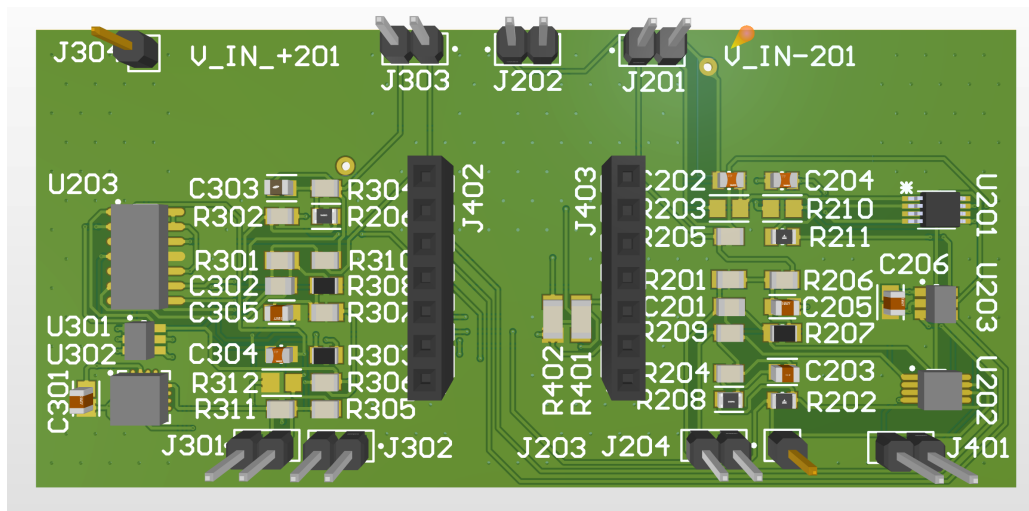


Figura F.6: Vista 3D de la cara superior del PCB.

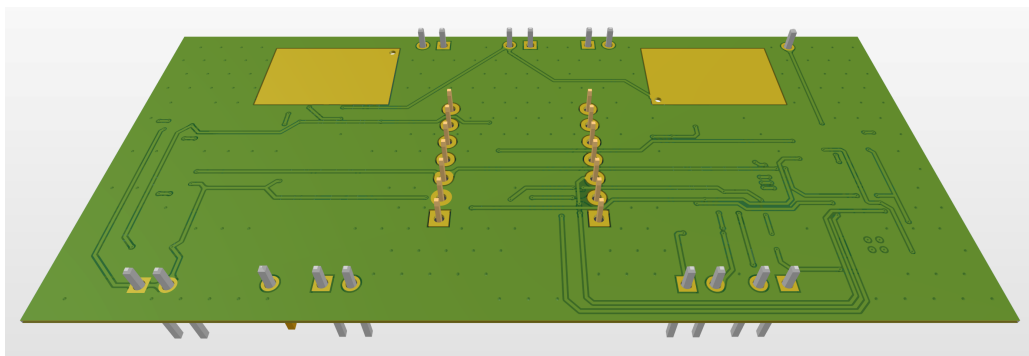


Figura F.7: Vista 3D inclinada de la cara inferior del PCB.

F.2.1. Esquemáticos

F.2.2. Layout y PCB

F.2. Cambios para la Segunda Versión (Rev2)

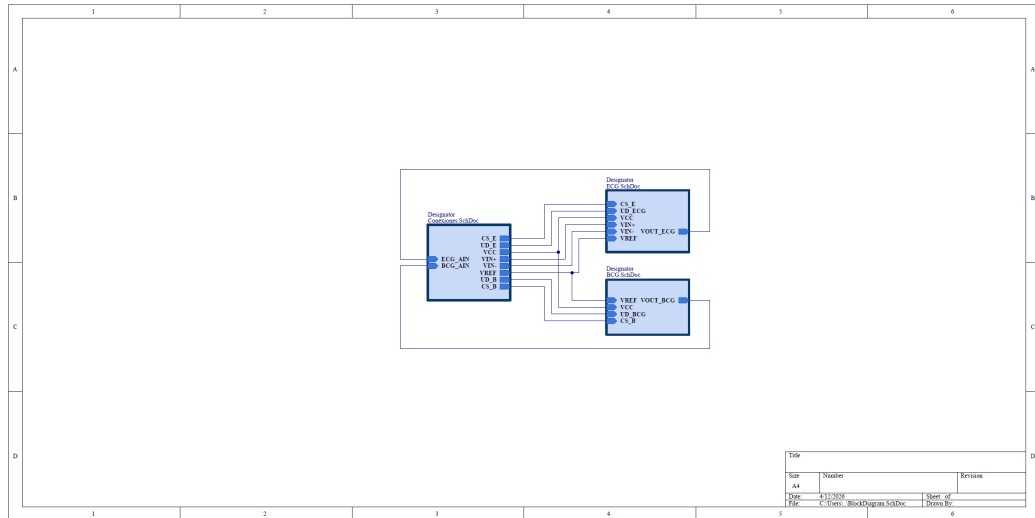


Figura F.8: Diagrama de bloques y conexionado de la Rev2.

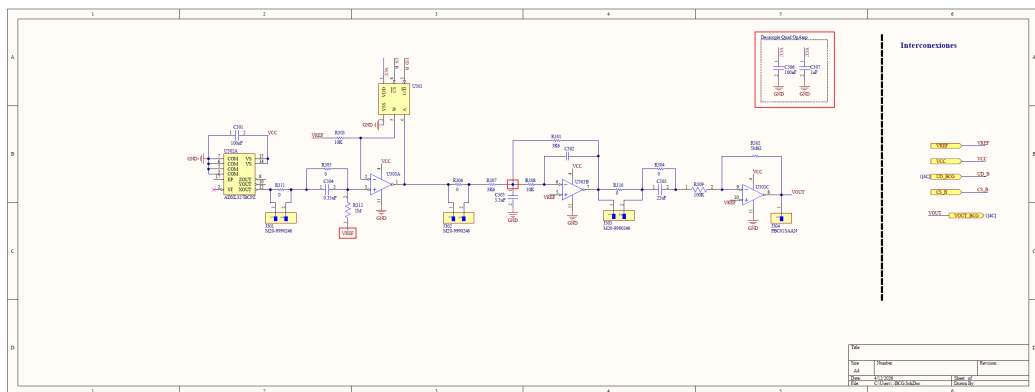


Figura F.9: AFE de BCG de la Rev2. Recuadrado en rojo: agregado de condensadores de desacople en la alimentación del amplificador operacional **AD8619ARZ** y correcciones en primer y segunda etapa del AFE.

Apéndice F. Diseño del PCB y Revisiones de Hardware

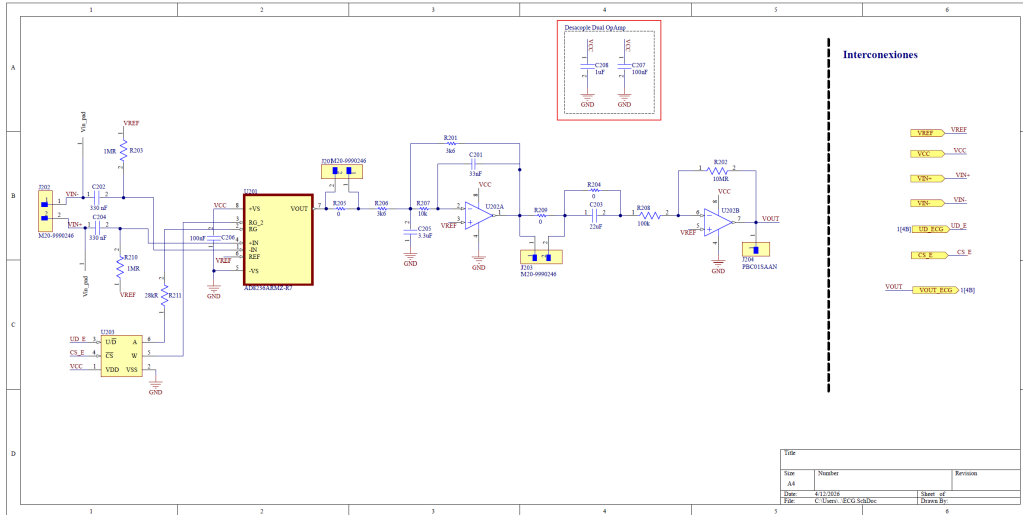


Figura F.10: AFE del ECG de la Rev2. Recuadrado en rojo: agregado de condensadores de desacople en la alimentación del amplificador operacional **AD8617ARMZ**.

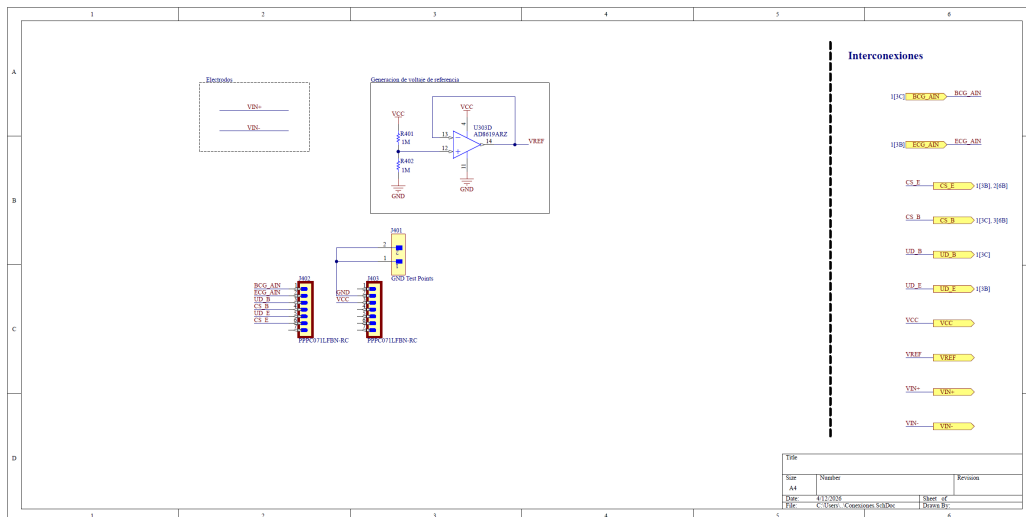


Figura F.11: Esquemático de generación de V_{REF} y conionado con el módulo **Seed XIAO BLE nRF52840**.

F.2. Cambios para la Segunda Versión (Rev2)

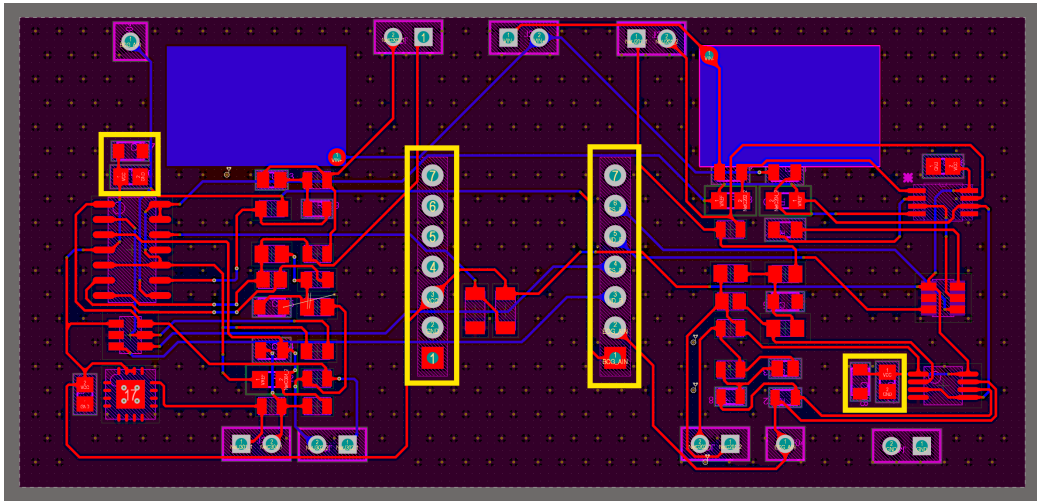


Figura F.12: Captura de las capas Top (rojo) y Bottom (azul) de la Rev2 del PCB. En amarillo se recuadran cambios en el PCB: agregado de condensadores de desacople y zócalos reorientados.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Apéndice G

Capturas de la Aplicación de Software

A continuación se presentan capturas de la interfaz gráfica que ilustran las funcionalidades incorporadas en este trabajo.

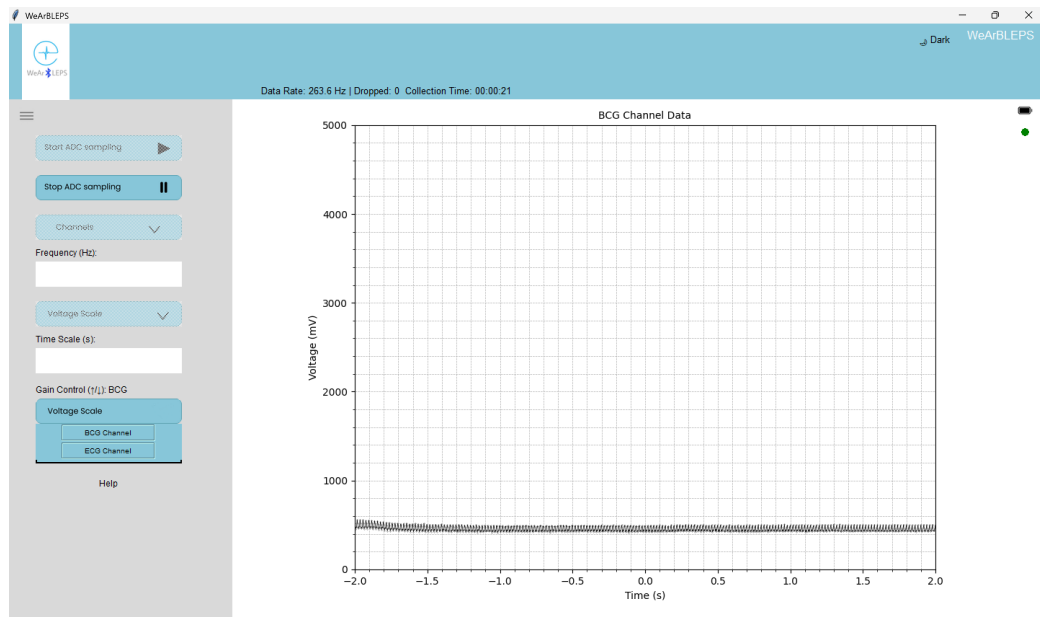


Figura G.1: Interfaz en modo de canal único visualizando únicamente el canal BCG.

Apéndice G. Capturas de la Aplicación de Software

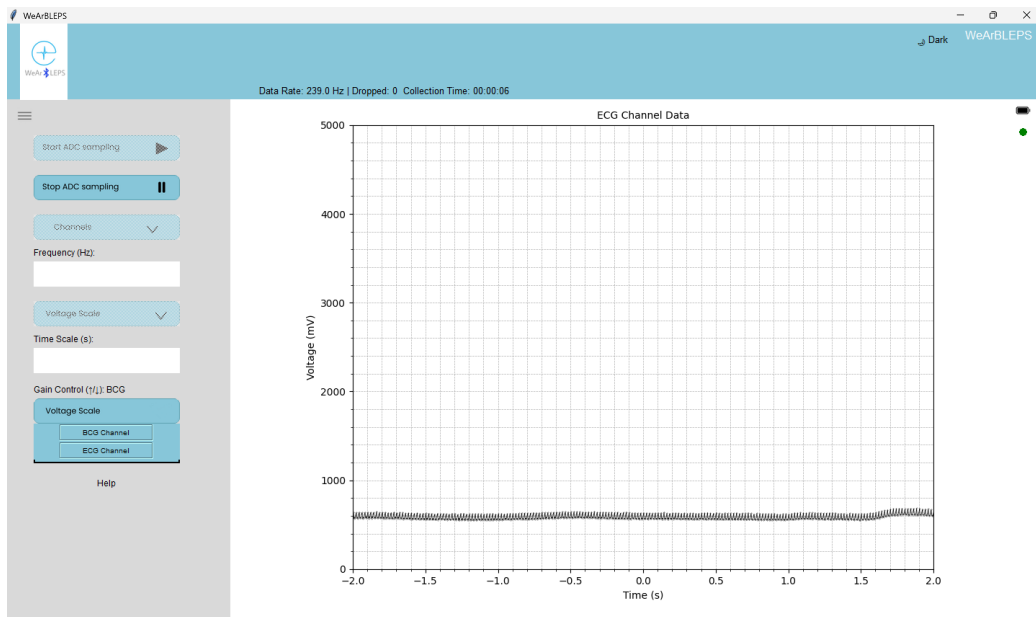


Figura G.2: Interfaz en modo de canal único visualizando únicamente el canal ECG.

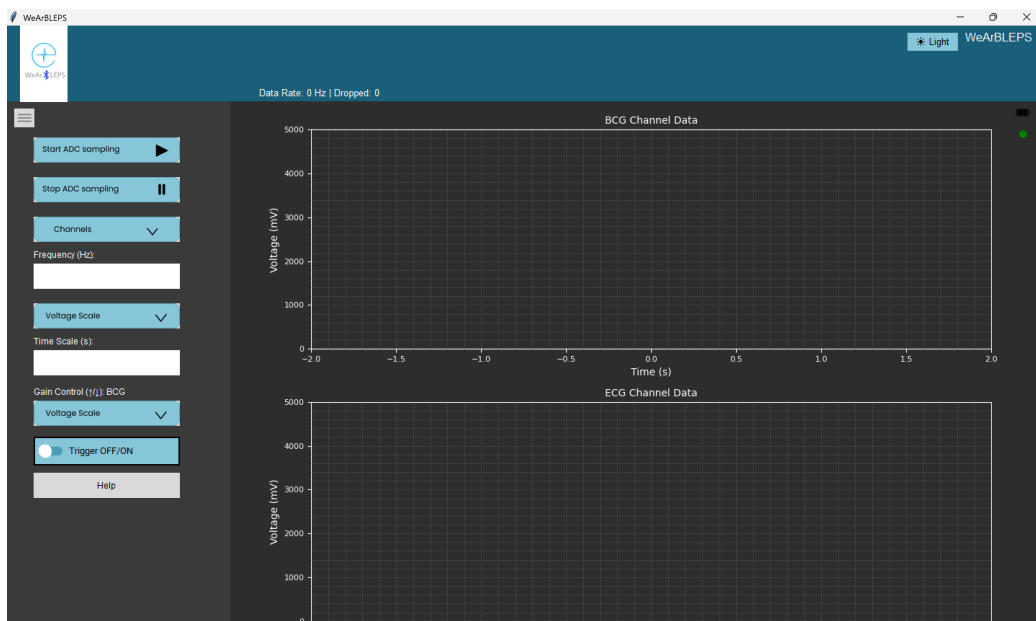


Figura G.3: Interfaz con modo oscuro habilitado.

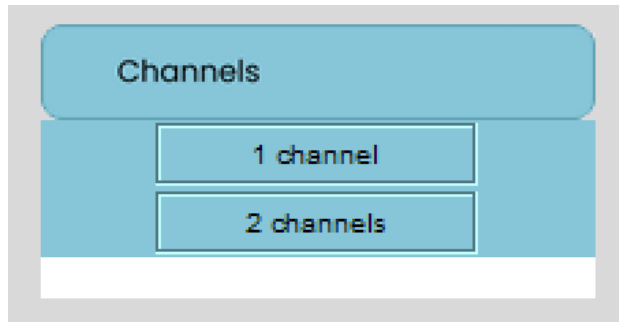


Figura G.4: Menú de selección entre canal único y dos canales.

```
(venv) PS C:\Facultad\Proyecto\PFC-colecars\Software\executables\con_terminal> .\wearbleps_c.exe
Attempting to connect...
Connected to WeArBLEPS-device-C
ble_interface\ble_interface.py:45: FutureWarning: This method will be removed future version, use the services property instead.
Services rediscovered successfully.
Device connected.
Device connected - updating GUI.
Subscribed to notifications for characteristic DCB10002-1A2B-4C3D-8E9F-001122334455
```

Figura G.5: Terminal al iniciar la aplicación, mostrando el proceso de conexión con el dispositivo.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Referencias

- [1] F. Alves, M. Urquiola, and A. Ríos, “Wearable Cardiac Monitor,” 2021.
- [2] D. Gerona, A. Pérez, and P. Suárez, “Wearable Acquirer over BLE of Physiological Signals (WeArBLEPS),” 2025.
- [3] G. Fierro, *Wearable Estimation of Central Aortic Blood Pressure*. PhD thesis, Facultad de Ingeniería, Universidad de la República, Uruguay, 2020.
- [4] N. V. Thakor, J. G. Webster, and W. J. Tompkins, “Estimation of QRS complex power spectra for design of a QRS filter,” *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. BME-31, pp. 702–706, 1984.
- [5] I. Starr, A. J. Rawson, H. A. Schroeder, and N. R. Joseph, “Studies on the estimation of cardiac output in man, and of abnormalities in cardiac function, from the heart’s recoil and the blood’s impacts; the ballistocardiogram,” *American Journal of Physiology*, vol. 127, no. 1, pp. 1–28, 1939.
- [6] Y. Yao, M. M. H. Shandhi, J.-O. Hahn, O. T. Inan, R. Mukkamala, and L. Xu, “What filter passband should be applied to the ballistocardiogram?,” *Biomedical Signal Processing and Control*, vol. 85, p. 104909, 2023.
- [7] R. P. Lewis, S. E. Rittogers, W. F. Froester, and H. Boudoulas, “A critical review of the systolic time intervals,” *Circulation*, vol. 56, no. 2, pp. 146–158, 1977.
- [8] M. D. Seery, C. L. Kondrak, L. Streamer, T. Saltsman, and V. M. Lamarche, “Preejection period can be calculated using R peak instead of Q,” *Psychophysiology*, vol. 53, no. 7, pp. 1024–1035, 2016.
- [9] X. Zhang, L. Zhang, K. Wang, C. Yu, T. Zhu, and J. Tang, “A rapid approach to assess cardiac contractility by ballistocardiogram and electrocardiogram,” *Biomedical Engineering / Biomedizinische Technik*, vol. 63, no. 2, pp. 113–122, 2018.
- [10] D. Makowski, T. Pham, Z. J. Lau, J. C. Brammer, F. Lespinasse, H. Pham, C. Schölzel, and S. H. A. Chen, “NeuroKit2: A python toolbox for neurophysiological signal processing,” *Behavior Research Methods*, vol. 53, no. 4, pp. 1689–1696, 2021.

Referencias

- [11] J. M. Bland and D. G. Altman, “Statistical methods for assessing agreement between two methods of clinical measurement,” *The Lancet*, vol. 327, no. 8476, pp. 307–310, 1986.
- [12] GE HealthCare, “Vivid™ iq Ultra Edition: Sistema de Ultrasonido Cardiovascular Portátil,” 2026. Consultado el 2 de abril de 2026.
- [13] A. Shah and A. Irshad, “Sonography Doppler flow imaging instrumentation.” <https://www.ncbi.nlm.nih.gov/books/NBK580539/>, May 2023. Actualizado el 1 de mayo de 2023; consultado el 4 de abril de 2026.
- [14] C. Deane, “Doppler ultrasound: Principles and practice,” in *Doppler in Obstetrics* (K. Nicolaidis, G. Rizzo, and K. Hecher, eds.).
- [15] “Doppler principles and displays.” <https://radiologykey.com/doppler-principles-and-displays/>. Radiology Key. Consultado en abril de 2026.
- [16] J. A. Jensen, “Field: A program for simulating ultrasound systems,” *Medical & Biological Engineering & Computing*, vol. 34, no. Supplement 1, Part 1, pp. 351–353, 1996.
- [17] G. Bradski, “The OpenCV library,” *Dr. Dobb’s Journal of Software Tools*, 2000.
- [18] P. Virtanen, R. Gommers, T. E. Oliphant, M. Haberland, T. Reddy, D. Cournapeau, E. Burovski, P. Peterson, W. Weckesser, J. Bright, S. J. van der Walt, M. Brett, J. Wilson, K. J. Millman, N. Mayorov, A. R. J. Nelson, E. Jones, R. Kern, E. Larson, C. J. Carey, Í. Polat, Y. Feng, E. W. Moore, J. VanderPlas, D. Laxalde, J. Perktold, R. Cimrman, I. Henriksen, E. A. Quintero, C. R. Harris, A. M. Archibald, A. H. Ribeiro, F. Pedregosa, P. van Mulbregt, and SciPy 1.0 Contributors, “SciPy 1.0: Fundamental Algorithms for Scientific Computing in Python,” *Nature Methods*, vol. 17, pp. 261–272, 2020.
- [19] V. Satopaa, J. Albrecht, D. Irwin, and B. Ratnasamy, “Finding a “kneedle” in a haystack: Detecting knee points in system behavior,” in *Proceedings of the 31st International Conference on Distributed Computing Systems Workshops (ICDCSW)*, pp. 166–171, IEEE, 2011.
- [20] GE Healthcare, *Vivid™ iq Product Datasheet*. GE Healthcare, July 2018. Consultado en abril de 2026.
- [21] Z. He, M. Hu, M. Du, K. Xie, and D. Wang, “Computational diagnostic techniques for electrocardiogram signal analysis,” *Sensors*, vol. 20, no. 21, p. 6318, 2020.
- [22] O. T. Inan, P.-F. Migeotte, K.-S. Park, M. Etemadi, K. Tavakolian, R. Casanella, J. Zanetti, J. Tank, I. Funtova, G. K. Prisk, and M. Di Rienzo, “Ballistocardiography and seismocardiography: A leader in wearable cardiac monitoring,” *IEEE Journal of Biomedical and Health Informatics*, vol. 19, no. 4, pp. 1414–1424, 2015. Accedido: abril 2026.

- [23] Columbia University, Department of Electrical Engineering, “ECG Measurement System.” https://cis1.columbia.edu/kinget_group/student_projects/ECG%20Report/E6001%20ECG%20final%20report.htm. Accedido: abril 2026.
- [24] J. A. Jensen, *An Analysis of Pulsed Wave Ultrasound Systems for Blood Velocity Estimation*, vol. 22. Springer New York, NY, 1995.
- [25] ECG Waves, “Pulsed Wave Doppler,” 2019. En: *Ecocardiografía Clínica*. Consultado el 2 de abril de 2026. Disponible en: <https://ecgwaves.com/topic/pulsed-wave-doppler/>.
- [26] Australian Institute of Ultrasound, “Basic physical principles of ultrasound.” Notas de clase, LCMC 2018. https://dccam.com.au/lcmc2018/pdf/6._Basic_Principles_of_Ultrasound.pdf, 2018. Consultado en abril de 2026.
- [27] M. K. Feldman, S. Katyal, and M. S. Blackwood, “Us artifacts,” *Radiographics*, vol. 29, no. 4, pp. 1179–1189, 2009.
- [28] J. J. Dahl, N. Bottenus, M. A. L. Bell, and M. Cook, “Coherent flow imaging: A power Doppler imaging technique based on backscatter spatial coherence,” in *Proceedings of the 2013 IEEE Joint UFFC, EFTF, and PFM Symposium*, (Prague, Czech Republic), July 2013.
- [29] W. A. Gardner, *Introduction to Random Processes with Applications to Signals and Systems*. McGraw-Hill, 2 ed., 1990.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Índice de tablas

3.1.	Características principales del acelerómetro ADXL327.	38
3.2.	Características principales del amplificador de instrumentación AD8236ARMZ.	39
3.3.	Características principales de la familia de amplificadores AD86xx a 5,0 V.	39
3.4.	Valores de componentes del filtro MFB adoptados para ambos canales.	43
3.5.	Parámetros del filtro MFB resultantes de los valores de componentes adoptados.	44
3.6.	Parámetros de diseño de la etapa de ganancia fija.	45
3.7.	Valores de componentes de la etapa de ganancia fija para ambos canales.	45
3.8.	Resultados de caracterización de la etapa de ganancia variable.	51
3.9.	Resultados de caracterización de la etapa de ganancia fija.	54
4.1.	Pines GPIO asignados al control de los potenciómetros digitales por canal.	65
4.2.	<i>Opcodes</i> del protocolo de configuración BLE heredados de <i>WeAreBLEps</i> [2].	66
4.3.	<i>Opcodes</i> incorporados en este trabajo. Para el opcode 0x01, <i>n_ch</i> indica el número de canales (1 ó 2) y <i>ch_sel</i> el canal activo en modo de canal único (0 = BCG, 1 = ECG). Para 0x02, el valor de frecuencia se transmite en formato <i>little-endian</i> de 16 bits.	66
4.4.	Resumen comparativo de extensiones de firmware respecto a [2].	68
5.1.	Resumen comparativo de extensiones de software respecto a <i>WeAreBLEps</i> [2].	74
B.1.	Incertidumbre media en la localización temporal del pico R (ECG) y del pico I (BCG) para los dos escenarios de ruido considerados. Se reporta el valor medio de $ \sigma_{R_N} $ y $ \sigma_{I_N} $ en milisegundos.	109
C.1.	Estimaciones de T_R , curvatura $\ddot{v}_{ECG}(T_R)$ e incertidumbre $\sigma_R = \sqrt{2 \Delta q_R / \ddot{v}_{ECG}(T_R) }$ por imagen y latido para las series capturadas por el dispositivo previo. El intervalo de cuantización es $\Delta q_R = 3,3/2^{10}$ V.	112

Índice de tablas

C.2. Estimaciones de T_I , curvatura $\ddot{v}_{BCG}(T_I)$ e incertidumbre $\sigma_I = \sqrt{2 \Delta q_I / \ddot{v}_{BCG}(T_I) }$ por imagen y latido, para las series capturadas por el dispositivo previo. El intervalo de cuantización es $\Delta q_I = 3,3/2^{10}$ V.	113
C.3. Estimaciones de \widehat{PEP}_{disp} por imagen y latido, para las series capturadas por del dispositivo	114
C.4. Estimaciones de T_R para todas las capturas Doppler, segunda derivada estimada $v_{ECG}(\dot{t} = T_R)$, intervalo de cuantización $\Delta q_R = \frac{1}{3}$, y contribución asociada a la cuantización $\sigma_{RC} = 3,5 \times 10^{-3} \sqrt{2 \Delta q_R / v_{ECG}(\ddot{T}_R)}$ por imagen y latido, para la condición basal. Los casos con $v_{ECG}(\ddot{T}_R) < 0$ no se consideran. En el caso límite donde $v_{ECG}(\dot{t} = T_R) = 0$ considera que la incertidumbre es de 3,5 ms.	116
C.5. Estimaciones individuales de T_{on} por medida y etiquetador, junto con el estimador puntual $\hat{T}_{on,et}(n)$ (promedio) y la desviación estándar intra-medida σ_n . Aplicando (2.5.2) se obtiene $\Delta T_{on-etq} \approx 4$ ms.	117
C.6. Estimaciones de T_{on} , primera derivada estimada \dot{S}_{codo} , intervalo de cuantización Δq_{DOP} , y contribución asociada a discretización vertical $\sigma_{onc} = 3,5 \times 10^{-3} \Delta q_{DOP} / \dot{S}_{codo} $ por imagen y latido, para la condición basal. El caso imagen 10 latido 1 presenta $\dot{S}_{codo} < 0$ y no admite estimación de incertidumbre.	118
C.7. $\widehat{PEP}_{dop,et}$ calculados por imagen y latido para el Doppler.	119
C.8. $\widehat{PEP}_{dop,et}$ calculados por imagen y latido, para el Doppler.	120
C.9. Resultados de sincronización por método <i>picos</i> : i^* es el índice en la serie temporal del dispositivo previo que se corresponde con el comienzo de la captura del equipo Doppler, $C[i^*]$ es el coeficiente de correlación de Pearson asociado, y el largo del segmento delimita el tiempo máximo de captura.	121
C.10. Resultados de sincronización por método <i>crudo</i> : i^* es el índice en la serie temporal del dispositivo previo que se corresponde con el comienzo de la captura del equipo Doppler, $C[i^*]$ coeficiente de correlación de Pearson asociado, y el largo del segmento delimita el tiempo máximo de captura.	121
C.11. Utilizando los algoritmos de estimación de tiempos característicos descritos en la subsección 2.4.1, se estiman el tiempo de pico T_R en el ECG y el tiempo T_I en el BCG capturados por el dispositivo diseñado, y se calcula el PEP como la diferencia $T_I - T_R$ para cada ciclo cardíaco.	122
C.12. Incertidumbre en la localización temporal del pico R (ECG) y del pico I (BCG) estimada mediante (B.14) para cada ciclo cardíaco, en el escenario sin escalar ($\alpha = 1$). Se reportan las curvaturas $s''(t_R^*)$ y $s''(t_I^*)$ utilizadas en el cálculo.	123

C.13. Incertidumbre en la localización temporal del pico R (ECG) y del pico I (BCG) estimada mediante (B.14) para cada ciclo cardíaco, en el escenario escalado ($\alpha_{\text{ECG}} = 3,6$, $\alpha_{\text{BCG}} = 7,6$). Se reportan las curvaturas $s''(t_R^*)$ y $s''(t_I^*)$ utilizadas en el cálculo. 124

D.1. Valores de componentes del filtro MFB: configuración adoptada y alternativa evaluada. 125

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Índice de figuras

1.1.	Ilustración conjunta de señales de ECG (panel superior, rojo) y BCG (panel inferior, azul) alineadas en el tiempo, con los eventos principales de cada señal (marcados con \bullet y \bullet). En el ECG se indican los picos Q , R y S del complejo QRS; en el BCG los eventos I , J y K , cuyo eje vertical correspondiente a unidades de aceleración. Las líneas punteadas verticales y la flecha de doble punta señalan el intervalo <i>PEP</i> entre el pico R y el evento I. Las señales fueron generadas sintéticamente: el ECG mediante el modelo ECGSYN implementado en <i>NeuroKit2</i> [10], y el BCG mediante un modelo paramétrico de gaussianas asimétricas [5].	6
2.1.	Flujo lógico A partir de los datos adquiridos en simultáneo por el dispositivo vestibular (ECG y BCG) y el ecógrafo Doppler (imágenes Doppler y ECG), se estima el PEP de forma independiente con cada sistema. Ambas estimaciones se sincronizan temporalmente mediante correlación cruzada y se comparan par a par.	8
2.2.	Señales de ECG (en rojo) y BCG (en azul) capturadas con el dispositivo previo, e indica tiempos característicos estimados T_R (\blacktriangle), T_I (\bullet). El <i>PEP</i> se representa con una flecha verde.	10
2.3.	Captura de ecocardiografía Doppler obtenida con el ecógrafo General Electric Vivid iQ, indicando la velocidad del flujo (DOP), el ECG de la misma, con el eje temporal asociado y la imagen en modo B.	13
2.4.	Esquema de trabajo para hallar tiempos característicos en una captura de ecocardiografía Doppler. A partir de la señal ECG se obtiene el tiempo T_R . Para la señal DOP, el tiempo de onset T_{on} se estima de dos formas independientes: mediante etiquetado manual (T_{on-etq}) y mediante un algoritmo de estimación (T_{on-est}).	16
2.5.	Tiempos característicos extraídos de las señales ECG y DOP digitalizadas: T_R y T_{on-est} ; y obtenido por etiquetado manual: T_{on-etq} . La imagen original del DOP se incluye como marca de agua.	17
2.6.	Herramienta de etiquetado utilizada, con T_{on} etiquetados para una captura.	18
2.7.	Diferencias entre tiempos de onset T_{on-etq} etiquetados entre pares de etiquetadores.	19

Índice de figuras

2.8. Proceso de digitalización de la señal DOP de una captura del Ecógrafo Doppler. Se observa en la primer imagen la señal DOP recortada, en la segunda parte el filtrado de intensidad resultando en una máscara <i>booleana</i> segmentada cuyas regiones componentes vinculadas al DOP son seleccionadas. En la última se aprecian las coordenadas extraídas para la señal DOP, siendo la velocidad extraída el promedio.	20
2.9. Algoritmo de estimación de T_{on} . <i>Panel superior</i> : señal Doppler digitalizada con los picos de velocidad (▲) y la región candidata (banda color salmón). <i>Panel central</i> : pendientes local, de vecinos y extendida, junto con su promedio ponderado (negro) sobre la región candidata. <i>Panel inferior</i> : pendiente acumulada (verde), recta entre extremos (gris punteado), y distancia perpendicular d (flecha roja). El rombo verde indica el codo detectado, tomado como estimación de T_{on}	22
24figure.caption.17	
2.11. Correlación cruzada y señales ECG sincronizadas para una captura de ecocardiografía Doppler	28
2.12. Comparación par a par del PEP obtenido por el dispositivo previo (PEP_{disp}) y el ecógrafo Doppler (PEP_{est} , PEP_{etq}), para ambos métodos de estimación del tiempo de onset (T_{on-est} y T_{on-etq} , respectivamente). La región verde indica superposición entre las barras de incertidumbre de ambos dispositivos.	31
2.13. Análisis de Bland-Altman de las diferencias entre el PEP obtenido por el dispositivo previo y el ecógrafo Doppler, para ambos métodos de estimación del T_{on} . La línea azul discontinua indica el sesgo medio, y las líneas rojas punteadas los límites de acuerdo ($\pm 1,96$ DE). 32	
3.1. Diagrama de bloques de alto nivel del AFE , mostrando las etapas de acondicionamiento, el ADC para captura de señales y la conexión con GPIOs para control de la ganancia variable.	38
3.2. Circuito de generación de la tensión de referencia $V_{REF} = 1,65$ V con divisor resistivo y <i>buffer</i>	40
3.3. Etapa de ganancia variable del canal BCG: amplificador no inversor ($A_v = 1 + R_f/R_1$) con filtro pasa-altos de entrada. La tensión V_{REF} establece el punto de operación de continua de la etapa.	41
3.4. Topología con amplificador diferencial de instrumentación para la primer etapa de ganancia variable.	42
3.5. Esquema del filtro de segundo orden en topología <i>Multiple Feedback</i> para etapa de filtrado pasa-bajos, con ganancia unitaria.	43
3.6. Simulación LTSpice de la respuesta en frecuencia del filtro pasa-bajos MFB con ganancia unitaria correspondiente a la segunda etapa de ambos canales.	44
3.7. Etapa de ganancia fija: amplificador inversor con bloqueo de continua mediante C_d	45

3.8. Esquema de los canales BCG (superior) y ECG (inferior) con los valores de componentes adoptados. Cada canal cuenta con una etapa de ganancia variable (amplificador de instrumentación para el ECG y amplificador no inversor para el BCG), una etapa de filtrado pasabajos MFB de ganancia unitaria y una etapa final de ganancia fija en configuración inversora.	46
3.9. Simulaciones de la respuesta en frecuencia simulada de los canales completos de ECG y BCG.	47
3.10. Retardo de grupo simulado de los canales ECG y BCG en la banda de 6 Hz a 30 Hz.	48
3.11. Simulación Monte Carlo de la transferencia de la etapa <i>Multiple Feedback</i> . Se observa la dispersión en la frecuencia de resonancia producto de las tolerancias de los componentes.	49
3.12. Simulación Monte Carlo del retardo de grupo de la etapa <i>Multiple Feedback</i> . Se observa la dispersión del retardo producto de las tolerancias de los componentes, con media $\mu = 1,69$ ms y desviación estándar $\sigma = 0,57$ ms.	50
3.13. Vista 3D de la cara superior del PCB.	50
3.14. Vista 3D de la cara inferior del PCB.	50
3.15. Usuario con dispositivo vestibular conectado a electrodos secos. . . .	51
3.16. Respuesta en frecuencia (ganancia y fase) de la etapa de entrada del canal BCG. Se indica la banda de interés y la frecuencia de -3 dB del polo de entrada, medida en 0,52 Hz.	52
3.17. Respuesta en frecuencia (ganancia y fase) de la etapa de entrada del canal ECG. Se indica la banda de interés y la frecuencia de -3 dB del polo de entrada, medida en 0,50 Hz.	53
3.18. Respuesta en frecuencia (ganancia y fase) de la etapa MFB del canal BCG. Se indica la banda de interés y la frecuencia de resonancia medida en 90,9 Hz con una ganancia de 6,7 dB.	54
3.19. Respuesta en frecuencia (ganancia y fase) de la etapa MFB del canal ECG. Se indica la banda de interés y la frecuencia de resonancia medida en 90,0 Hz con una ganancia de 7,0 dB.	55
3.20. Comparación de señales de tensión en dominio temporal en dos escenarios de alimentación. Panel superior izquierdo: tensión del regulador lineal (LDO) del Seeed XIAO BLE nRF52840 y tensión a la salida del canal de ECG con entrada cortocircuitada, alimentado con batería. Panel superior derecho: tensión de alimentación del Analog Discovery 2 y tensión a la salida del canal de ECG con la misma configuración. Panel inferior: zoom sobre las líneas de alimentación de 3,3 V de ambas configuraciones (LDO vs. AD2), destacando las diferencias de ruido en la tensión de suministro.	56

Índice de figuras

3.21. FFT de la tensión de alimentación y la salida del canal de ECG para ambos escenarios. Con batería (izquierda) se aprecian componentes a 10 Hz y sus armónicos replicados en la salida (indicados con línea punteada el componente de ruido en 10 Hz y sus primeros dos armónicos). Con el AD2, dichos componentes no se observan en ninguna de las dos señales.	57
3.22. Respuesta transitoria del regulador de tensión del módulo Seeed XIAO BLE nRF52840 ante un escalón en la corriente de carga.	57
3.23. Consumo de corriente del microcontrolador durante la etapa de <i>advertising</i> Bluetooth. Se indican los valores medios y los picos asociados a los eventos de transmisión.	58
3.24. Retardo de grupo de los canales ECG y BCG: valores calculados a partir de las mediciones (ajustados por mínimos cuadrados a un polinomio de cuarto orden) y valores simulados. Se indica la banda de interés [6, 30] Hz.	58
3.25. Consumo de corriente del <i>AFE</i> aislado con ambos canales activos a 3,3 V. Se indica el valor medio de 97,2 μ A.	59
4.1. Diagrama de bloques del <i>firmware</i> de <i>WeAreBLEps</i> [2], mostrando la organización jerárquica de módulos y submódulos.	64
4.2. Diagrama de alto nivel del flujo de adquisición y transmisión de muestras en el <i>firmware</i>	64
5.1. Captura de la interfaz de la aplicación heredada de <i>WeAreBLEps</i> [2]. Se observan los controles de adquisición y ganancia en el panel izquierdo, y la visualización en tiempo real de las señales en el panel derecho.	70
5.2. Interfaz de usuario actual, mostrando los controles incorporados en este trabajo sobre la base heredada de <i>WeAreBLEps</i> [2]. Las señales mostradas como BCG y ECG son ilustrativas.	72
5.3. Menú de selección de canal con submenú canal único desplegado.	73
5.4. Menú de control de ganancia con selección de canal.	73
6.1. FFT del ruido de los canales ECG y BCG para frecuencias de muestreo del ADC de 250 Hz (línea discontinua) y 1 kHz (línea continua). La región sombreada verde indica el ancho de banda de interés (6–30 Hz). Las medidas se realizan para la entrada diferencial del ECG cortocircuitada y la entrada del BCG conectada a tierra, alimentando el sistema con batería a través del LDO del módulo Seeed XIAO BLE nRF52840	77
6.2. Señales de ECG y BCG antes y después de aplicar el filtro FIR pasa-bajos de 40 Hz. La señal filtrada se muestra compensada por el retardo de grupo de 250 muestras ($\tau = 0,25$ s).	78

6.3.	Estimación del PEP a partir del ECG y BCG muestreados por el dispositivo diseñado a $f_s = 1$ kHz. Los marcadores ▲ y ● indican los picos R e I respectivamente. Las flechas verdes señalan el intervalo R→I de cada ciclo, tomado como estimación del PEP.	79
7.1.	Adquisición simultánea de ECG y BCG sobre un sujeto en reposo. Las señales mostradas son crudas, sin filtrado digital; el procesamiento posterior descrito en la sección 6.3 las deja como se observan en la figura 7.2.	86
7.2.	Estimación del PEP a partir del ECG y BCG muestreados por el dispositivo diseñado a $f_s = 1$ kHz. Los marcadores ▲ y ● indican los picos R e I respectivamente. Las flechas verdes señalan el intervalo R→I de cada ciclo, tomado como estimación del PEP.	87
A.1.	Captura obtenida por el dispositivo Doppler General Electric Vivid-Iq	94
A.2.	Diagrama de tiempos de transmisión y recepción para un pulso Doppler	94
A.3.	Partícula en movimiento.	95
B.1.	Configuración de medición de ruido del canal ECG. El sistema se alimenta con batería a través del LDO del módulo Seed XIAO BLE nRF52840 , cuyo ruido periódico se acopla a la salida del AFE (flecha punteada). La entrada diferencial se cortocircuitó para aislar el ruido electrónico del canal. El <i>Analog Discovery 2</i> actúa exclusivamente como instrumento de captura (contorno punteado).	107
B.2.	FFT del ruido de adquisición para los canales de ECG (ganancia fija de 60,0 dB) y BCG (ganancia fija de 43,9 dB), referido a la salida de cada canal. La señal sin filtrar se muestra con menor opacidad; la señal filtrada en la banda 7 Hz a 40 Hz se muestra con mayor opacidad. Las líneas verticales punteadas indican los límites de la banda pasante.	107
B.3.	FFT del ruido medido (trazo punteado, menor opacidad) y de la señal obtenida (trazo sólido) para los canales de ECG y BCG . La región sombreada en verde indica el ancho de banda de interés (6 Hz a 30 Hz).	108
D.1.	Comparación de respuesta en frecuencia entre la configuración adoptada ($R_2 = 10$ k Ω , $f_s = 250$ Hz) y la alternativa evaluada ($R_2 = 3,6$ k Ω).	126
F.1.	Diagrama de bloques del diseño en Altium Designer.	133
F.2.	Esquemático del canal ECG.	134
F.3.	Esquemático del canal BCG.	134
F.4.	Esquemático del circuito de alimentación y generación de V_{REF}	135
F.5.	Vista 2D de la cara superior del PCB sin <i>silkscreen</i>	135
F.6.	Vista 3D de la cara superior del PCB.	136
F.7.	Vista 3D inclinada de la cara inferior del PCB.	136

Índice de figuras

F.8. Diagrama de bloques y conexionado de la Rev2.	137
F.9. AFE de BCG de la Rev2. Recuadrado en rojo: agregado de condensadores de desacople en la alimentación del amplificador operacional AD8619ARZ y correcciones en primer y segunda etapa del AFE.	137
F.10. AFE del ECG de la Rev2. Recuadrado en rojo: agregado de condensadores de desacople en la alimentación del amplificador operacional AD8617ARMZ	138
F.11. Esquemático de generación de V_{REF} y conexionado con el módulo Seeed XIAO BLE nRF52840	138
F.12. Captura de las capas Top (rojo) y Bottom (azul) de la Rev2 del PCB. En amarillo se recuadran cambios en el PCB: agregado de condensadores de desacople y zócalos reorientados.	139
G.1. Interfaz en modo de canal único visualizando únicamente el canal BCG.	141
G.2. Interfaz en modo de canal único visualizando únicamente el canal ECG.	142
G.3. Interfaz con modo oscuro habilitado.	142
G.4. Menú de selección entre canal único y dos canales.	143
G.5. Terminal al iniciar la aplicación, mostrando el proceso de conexión con el dispositivo.	143

Esta es la última página.
Compilado el miércoles 24 junio, 2026.
<http://ie.fing.edu.uy/>