



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

**Dispositivo electrónico flexible
para adquisición y registro de
variables fisiológicas**

TESIS

Que para obtener el título de
Ingeniero en Computación

P R E S E N T A

Manuel Andrés Herrera Juárez

DIRECTOR DE TESIS

Dr. Roberto Giovanni Ramírez Chavarría



Ciudad Universitaria, Cd. Mx., 2020



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

Jurado Asignado

Presidente: Ing. Gabriel Alejandro Jaramillo Morales.

Vocal: Dr. Roberto Giovanni Ramírez Chavarría.

Secretario: M.I. Norma Elva Chávez Rodríguez.

1er. Suplente: Dra. Celia Angelina Sánchez Pérez.

2do. Suplente: M.I. Rubén Anaya García.

Esta tesis se realizó en el Instituto de Ingeniería (II). Ciudad Universitaria, UNAM.

Director de tesis

Dr. Roberto Giovanni Ramírez Chavarría

Dedicada a ...

Mis padres Elizabeth y Vicente, por su amor y apoyo infinito.

Por su paciencia y todo el tiempo que han invertido en mí.

Gracias por enseñarme el valor de la educación y de la vida.

Sin ustedes no habría llegado hasta aquí...

Los amo.

Mis tíos Guadalupe y Francisco, a quienes

considero mis segundos padres.

Gracias por estar presentes en los buenos y malos

momentos, por sus consejos y por todo el apoyo

que han brindado a mi familia y a mí.

Mi abuela Consuelo, por todo el amor y cariño

que siempre me ha brindado.

Mis hermanos Aldo y César, y mis primos, por

todos los momentos divertidos que hemos

convivido, y por los que faltan...

Agradecimientos

A mi segunda casa, la Universidad Nacional Autónoma de México, por ofrecerme educación prácticamente gratuita desde el bachillerato y por enseñarme que cada estudiante es responsable de su propio aprendizaje.

A la Facultad de Ingeniería y sus profesores, por brindarme un espacio en sus aulas y ayudarme a formarme como Ingeniero.

Al Instituto de Ingeniería, por aceptarme dentro de sus instalaciones y brindarme diversas facilidades para realizar este trabajo.

Al Instituto de Ciencias Nucleares, al Dr. Gustavo Medina Tanco y a mis compañeros del Laboratorio de Instrumentación Espacial (LINX), por todo su apoyo, asesorías y confianza que han depositado en mi.

A mi director de tesis, el Dr. Roberto Giovanni Ramírez Chavarría, por ofrecerme su amistad y confianza. Por darme una libertad creativa enorme en el desarrollo de este trabajo, por apoyarme y por asesorarme en todo momento desde que lo conocí.

A la Dra. Celia A. Sánchez Pérez, por ofrecerme un espacio y equipo de trabajo en su laboratorio en el ICAT cuando lo necesité, y por toda la ayuda que me ha brindado hasta ahora.

A todos mis amigos, con los que he compartido un sin fin de experiencias y que me han acompañado y apoyado durante toda la carrera.

Esta tesis fue realizada con el apoyo parcial del proyecto DGAPA-UNAM-PAPIME PE115319.

Resumen

En los últimos años, la tecnología ha crecido a pasos agigantados gracias a la adopción en la industria, de las computadoras y de los circuitos electrónicos digitales en general, llegando así a registrar un evento conocido en la historia como la Revolución Digital, que dio inicio a la Era de la Información. Hoy en día, ya se habla de la Cuarta Revolución Industrial, teniendo como tecnologías emergentes la inteligencia artificial, el Internet de las Cosas, la biotecnología y la nanotecnología. Una de las potenciales tendencias es el desarrollo de sensores inteligentes enfocados a la recolección y análisis de grandes cantidades de datos. Dentro de esta categoría se incluyen los dispositivos vestibles o *wearables*, los cuales podrían marcar un antes y un después en el diagnóstico, tratamiento y cuidado de la salud humana.

En este trabajo de tesis, se presenta el desarrollo de una propuesta para diseñar e implementar un dispositivo vestible enfocado a la adquisición de variables fisiológicas, apoyándose de un dispositivo móvil para el análisis, despliegue y registro de la información adquirida. La particularidad que distingue este sistema radica en su implementación sobre electrónica flexible, además de contar con un diseño modular que permitiría la conexión de otros tipos de sensores.

Se presentan dos prototipos de sensores flexibles para la medición de temperatura corporal, frecuencia respiratoria y ritmo cardíaco, un sistema de adquisición de datos para el envío de información por Bluetooth de Baja Energía, y una aplicación móvil para controlar y adquirir datos del dispositivo flexible. Finalmente, en todos los casos muestra la metodología de diseño, las pruebas de caracterización a las que fueron sometidos y los resultados que el sistema desarrollado es capaz de entregar.

Abstract

In recent years, thanks to the computers and digital electronics adoption in the industry, the technology has grown exponentially, reaching an historical event known as the Digital Revolution, which started the period of the Information Age. Nowadays, the Fourth Industrial Revolution or Industry 4.0 has been introduced with emergent technologies such as artificial intelligence (AI), Internet of Things (IoT), biotechnology and nanotechnology. One of the most powerful trends is the development of smart sensors focused on collecting and analyzing big amounts of data. Within this category, the wearable devices are novel developments seeking a different way for diagnosis and treatment of diseases, thus marking a before and after in the human health care.

In this work, we develop a novel proposal for designing and implementing a wearable device focused in the acquisition of physiological parameters, alongside a mobile device application for the analysis, display and record of the acquired information. The main contribution of this system relies in its implementation over flexible electronics and its modular design, which could allow the connection of several sensor devices.

Two flexible sensor prototypes are presented for the measurement of corporal temperature, breath rate and heart rate, afterward, an acquisition system for sending information over Bluetooth Low Energy is introduced, as well as a mobile application for controlling and acquiring data from the wearable device. Ultimately, for all elements, we show their design methodology, the tests for characterizing their performance and the results obtained of the complete system developed.

Índice general

Resumen

Abstract

Índice general

1. Introducción	1
1.1. Antecedentes y motivación	1
1.2. Planteamiento del problema	4
1.3. Objetivos y Resultados esperados	4
1.4. Contribución	5
1.5. Estructura de la tesis	5
2. Fundamentos teóricos	7
2.1. Signos vitales	7
2.1.1. Temperatura corporal	8
2.1.2. Frecuencia cardíaca	10
2.1.3. Frecuencia respiratoria	13
2.2. Sistemas de instrumentación	14
2.2.1. Filtros electrónicos	16
2.2.2. Digitalización de señales analógicas	26
2.2.3. Detector de temperatura resistivo	29
2.2.4. Fotopletismografía	31
2.3. Sistemas embebidos	34
2.3.1. Microcontroladores	34
2.3.2. Bluetooth de Baja Energía	37

3. Desarrollo del sistema	43
3.1. Descripción funcional	43
3.2. Sistema de adquisición	46
3.3. Señal de temperatura	51
3.4. Señal de fotopleletismografía	55
3.5. Obtención de ritmo cardíaco	59
3.6. Obtención de frecuencia respiratoria	68
3.7. Aplicación móvil	69
4. Pruebas y Resultados	74
4.1. Prototipos electrónicos	74
4.2. Caracterización del sistema	77
4.2.1. Sensor de temperatura	77
4.2.2. Calibración del ADP	81
4.2.3. Consumo energético del DV	83
4.3. Despliegue y registro de datos	86
4.4. Notificación de riesgos	89
5. Conclusiones y Trabajo a futuro	91
Apéndices	94
Bibliografía	103

Índice de figuras

1.1. Arquitectura general de un instrumento clínico.	2
2.1. Rangos de temperatura corporal.	9
2.2. Formas de onda de monitores cardíacos.	12
2.3. Diagrama de bloques para un sistema de instrumentación.	15
2.4. Diagrama de bloques de un filtro.	16
2.5. Función de transferencia.	17
2.6. Tipos de filtros analógicos.	19
2.7. Respuesta en frecuencia de diversos filtros.	24
2.8. Proceso de conversión A/D.	26
2.9. Muestreo de una señal.	27
2.10. Proceso de retención y cuantificación de una señal.	28
2.11. Calidad de una señal digital.	29
2.12. Ecuación de Callendar-Van Dusen.	30
2.13. Puente de Wheatstone	31
2.14. Tipos de fotopleletismografía	32
2.15. Señal de fotopleletismografía.	33
2.16. Diagrama de bloques de un microcontrolador.	35
2.17. Pila de protocolos BLE.	38
2.18. Intervalo de conexión BLE.	40
2.19. Servidor y cliente GATT.	41
3.1. Diagrama de bloques del sistema.	44
3.2. Circuito del sistema de adquisición.	46
3.3. Comportamiento del sistema de adquisición.	47
3.4. Circuito para obtención de temperatura.	52

Índice de figuras

3.5. Elección de la resistencia de ganancia.	55
3.6. Circuito para la obtención de la señal de fotopleitismografía.	56
3.7. Diagrama de Bode para señal de ritmo cardíaco.	59
3.8. Algoritmo de detección de picos.	63
3.9. Diagrama de flujo 1 del algoritmo de detección de picos.	65
3.10. Diagrama de flujo 2 del algoritmo de detección de picos.	66
3.11. Diagrama de flujo 3 del algoritmo de detección de picos.	67
3.12. Diagrama de Bode para señal de frecuencia respiratoria.	69
3.13. Comportamiento de la aplicación móvil.	70
3.14. Interfaz gráfica de usuario de la aplicación móvil	71
3.15. Diagrama de flujo conversión de datos	72
4.1. PCB del sensor de temperatura.	75
4.2. PCB del sensor de fotopleitismografía.	75
4.3. PCB del Sistema de adquisición.	76
4.4. Gráfica de mediciones del sensor de temperatura.	79
4.5. Modelo del sensor de temperatura.	80
4.6. Algoritmo de detección de picos sobre señal de ritmo cardíaco.	82
4.7. Algoritmo de detección de picos sobre señal de frecuencia respiratoria.	82
4.8. Corriente que circula en el DV sin sensores conectados.	83
4.9. Corriente que circula en el DV por los sensores flexibles.	84
4.10. Despliegue de datos.	86
4.11. Archivos generados.	87
4.12. Registro de datos.	88
4.13. Notificación de valores anormales.	90

Índice de tablas

2.1. Frecuencia cardíaca según la edad.	11
2.2. Frecuencia respiratoria según la edad.	14
3.1. Servicio GATT implementado.	48
3.2. Configuración del algoritmo de detección de picos.	62
3.3. Parámetros del algoritmo de detección de picos.	63
3.4. Variables del algoritmo de detección de picos.	64
4.1. Mediciones del sensor de temperatura.	78
4.2. Calibración del algoritmo de detección de picos.	81
4.3. Consumo energético del dispositivo vestible.	85
4.4. Valores fisiológicos anormales.	89

Índice de tablas

Capítulo 1

Introducción

Este capítulo presenta la revisión al estado del arte de la tecnología vestible con enfoque al monitoreo de señales biomédicas a través de dispositivos en electrónica flexible. Se exponen algunos de los mecanismos de adquisición de parámetros, formas de comunicación y diseño de dichos dispositivos. Se detalla la importancia de esta tecnología en la sociedad, así como el impacto y alcance que puede llegar a tener en el ámbito del sector salud. Finalmente, se presenta la contribución y estructura general del trabajo realizado.

1.1. Antecedentes y motivación

La tecnología y dispositivos vestibles, comúnmente llamada por su nombre en inglés “*wearables*”, se refieren al conjunto de técnicas, mecanismos y accesorios de cómputo usados sobre el cuerpo de una persona. Aunque esta tecnología principalmente se refiere a objetos que pueden ser puestos o retirados con facilidad, también incluyen versiones más invasivas como el implante de dispositivos o los tatuajes inteligentes [1].

Los *wearables* comúnmente se especializan en la realización de acciones muy concretas y específicas, y ya que pueden verse limitados por cuestiones de tamaño, eficiencia energética, ergonomía o costos, estos dispositivos suelen encontrar un apoyo en las tecnologías móviles para complementarse, incluyendo artefactos como *smartphones*, *tablets* o *notebooks*.

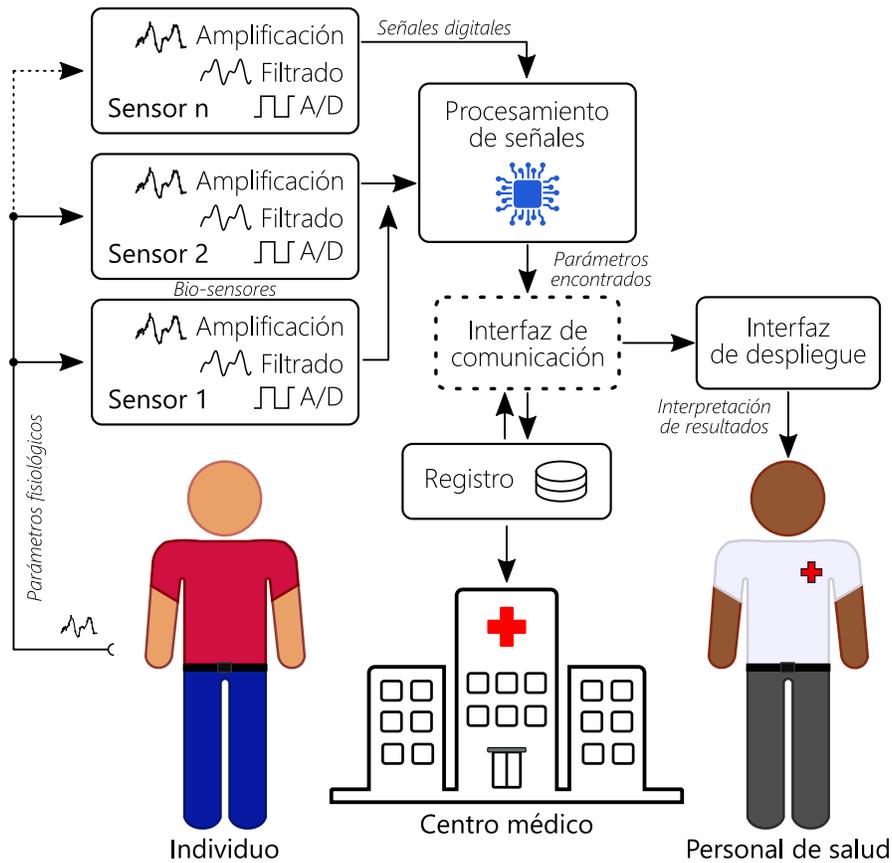


Figura 1.1: Arquitectura general de un instrumento de monitorización clínica.

Actualmente, el número de personas con enfermedades crónico-degenerativas, tiene como consecuencia la disminución en la calidad y esperanza de vida, así como el aumento en la cantidad de dinero invertido en el cuidado de la salud. Las tecnologías vestibles, junto con la tecnología móvil, ofrecen una forma alternativa de tratar, evaluar o prevenir enfermedades o padecimientos clínicos a distancia, haciendo así que la información recabada por estos dispositivos sea analizada por expertos de la salud, permitiendo tratar o diagnosticar en una etapa temprana a los usuarios de sus padecimientos, y puedan tomar acciones preventivas para su tratamiento [2].

La arquitectura general de un instrumento electrónico enfocado a la monitorización clínica se muestra en la Figura 1.1. Este consiste de un arreglo de uno o varios sensores encargados de transformar las variables fisiológicas en señales eléctricas, y que después de un tratamiento analógico, son convertidas a su formato digital y analizadas por un dispositivo de cómputo para extraer la información de interés. Posteriormente, dicha in-

formación es enviada mediante una interfaz de comunicación hacia el usuario, personal o centro de salud, aunque también puede ser enviada a otro dispositivo para un procesamiento más completo y exhaustivo.

En el desarrollo de *wearables* enfocados a la monitorización clínica, la electrónica flexible juega un papel muy importante, ya que puede ser deformada en configuraciones curvilíneas o irregulares, permitiendo aplicaciones que serían imposibles de alcanzar usando la electrónica rígida convencional [3]. Asimismo, la tecnología flexible permite la creación de sensores que puedan adaptarse a la forma de diferentes zonas del cuerpo, que a diferencia de los dispositivos convencionales, éstos no generan una fuerte sensación de incomodidad, y pueden ser colocados y retirados fácilmente.

El cuerpo humano cuenta con diferentes variables fisiológicas que pueden ser medidas: desde señales eléctricas, hasta bioquímicas. Estas señales pueden ser extraídas y usadas para entender el estado de salud del cuerpo y sus reacciones a factores externos, sin embargo, existen 5 señales que se consideran como de mayor importancia: ritmo cardíaco, presión arterial, frecuencia respiratoria, saturación de oxígeno en la sangre y la temperatura corporal. Se consideran signos vitales, pues varios de los padecimientos o enfermedades tienen efectos sobre dichos parámetros [4]. Los métodos más comunes de adquisición de estos parámetros en la tecnología vestible son: el uso de termistores para la temperatura; fotoplethysmografía (**PPG**: *Photo-plethysmography*) para saturación de oxígeno, ritmo cardíaco y frecuencia respiratoria; electrocardiograma para ritmo cardíaco; y sensores de presión o capacitivos para tensión arterial y frecuencia respiratoria.

El hecho de que el cuerpo humano cuente con diferentes parámetros fisiológicos, hace realmente difícil o inviable medirlos todos en un solo lugar. Esto causa un problema al querer monitorizar diferentes señales al mismo tiempo con un solo dispositivo, la solución: usar varios dispositivos trabajando de manera paralela, cada uno enfocado a un parámetro en particular; para varios artefactos de nivel hospitalario, esto implica el uso de cables que transporten la señal desde el individuo hasta los equipos de instrumentación clínica, limitando considerablemente la movilidad del paciente, tanto por los cables, como por la necesidad de contar con el instrumento a su lado. De igual forma, incrementa el riesgo de daño al equipo por jalones o enredos en los cables. Los dispositivos vestibles por su característica de portabilidad, han desarrollado tecnologías de comunicación que responden a esta problemática. Tal es el caso de las redes inalámbricas de área corporal (**WBAN**: *Wireless Body Area Network*), que consisten de un conjunto de dispositivos dis-

tribuidos en el cuerpo de una persona con la capacidad de comunicarse entre ellos, y a través de un nodo central, enviar la información adquirida hacia otro dispositivo (generalmente móvil). Las WBAN pueden incluir diferentes tecnologías a diferentes niveles; las más usadas son: Bluetooth, Bluetooth de baja energía (**BLE: Bluetooth Low Energy**), Zigbee e IEEE 802.14.4, IEEE 802.11 (Erróneamente conocido como WiFi) e IEEE 802.15.6 [5].

1.2. Planteamiento del problema

Cualquier tecnología capaz de minimizar las pérdidas de vidas humanas, o aumentar su calidad de vida, tiene un valor que no tiene precio; agregado a esto, su adopción en el sector salud puede llevar a minimizar costos en tratamientos y equipos usados en los pacientes [6]. Es aquí donde la tecnología vestible tiene la capacidad de generar un alto impacto, proporcionando un conjunto de técnicas y funciones que permitan el escaneo de parámetros fisiológicos en tiempo real, actuando como indicadores de la salud, o bien, detectando gestos y acciones físicas del usuario que puedan apoyar al personal de salud en el diagnóstico, seguimiento o tratamiento de algún padecimiento.

Dicho esto, se pretende desarrollar un prototipo *wearable* modular haciendo uso de electrónica flexible, y que junto con un dispositivo móvil, sean capaces de monitorizar al menos 3 variables fisiológicas en tiempo real. Las características de diseño de dicho sistema son intrínsecas a la tecnología móvil y vestible, tales como la portabilidad, bajo consumo de energía y amigables con el usuario; el sistema deberá contar con la capacidad de escalamiento para futuros trabajos.

1.3. Objetivos y Resultados esperados

Para el presente trabajo se fijan los siguientes objetivos:

1. Diseño de dos sensores en electrónica flexible para extracción de señales de temperatura, ritmo cardíaco y frecuencia respiratoria.

2. Creación de un dispositivo modular con capacidades de comunicación inalámbrica para adquisición y procesamiento de las señales provenientes de los sensores flexibles.
3. Desarrollo de una aplicación móvil que permita al usuario ver en tiempo real los parámetros fisiológicos medidos.
4. Implementación de un sistema de notificaciones en caso de que los parámetros fisiológicos adquiridos se encuentren fuera del rango normal.

1.4. Contribución

La contribución de este proyecto radica en el concepto del diseño modular en dispositivos vestibles enfocados a la monitorización clínica, siendo capaces de adquirir señales provenientes de una variedad de sensores en electrónica flexible. El diseño de este tipo de dispositivos podría por ejemplo, disminuir los costos en la fabricación de instrumentos para observar parámetros fisiológicos, al contar con un sistema reconfigurable capaz de adquirir señales analógicas, y enviar datos de forma inalámbrica.

Se propone también un algoritmo de detección de picos en la señal de fotopletoangiografía para obtener el ritmo cardíaco y la frecuencia respiratoria.

1.5. Estructura de la tesis

Con el objetivo de estructurar el contenido de la tesis, ésta se divide en 5 partes, incluyendo el presente capítulo, de la siguiente manera.

- **Capítulo 1 - Introducción.** Se aborda la motivación y clasificación del proyecto, las tecnologías en las que se basa y las características que lo describen. Con base en ello, se plantea el problema a resolver, así como una propuesta para alcanzar un conjunto de metas y alcanzar los resultados esperados.

- **Capítulo 2 - Fundamentos Teóricos.** Se presenta un resumen de aquellos conceptos considerados como necesarios para el desarrollo de este trabajo, de modo que la problemática pueda ser abordada de una manera fundamentada en el conocimiento científico y tecnológico existente.
- **Capítulo 3 - Desarrollo del sistema.** Se expone una descripción detallada de la estructura y funcionamiento del sistema propuesto; además de la metodología usada para su diseño e implementación.
- **Capítulo 4 - Pruebas y resultados.** Se presentan los resultados experimentales del sistema y los procesos de calibración de éste, con el fin de optimizar su comportamiento y disminuir los errores obtenidos. Finalmente, se muestran los prototipos desarrollados del sistema.
- **Capítulo 5 - Conclusiones y trabajo a futuro.** Se evalúa el desarrollo de la propuesta según las metas establecidas y resultados esperados en el capítulo uno. Se proponen mejoras o características que pudieran ser añadidas en trabajos futuros.

Establecidos los antecedentes y motivaciones que llevaron a realizar este trabajo, en el siguiente capítulo se introduce al lector a una serie de conceptos y bases teóricas, con la finalidad de dar sustento a la metodología que se usará para resolver el problema planteado.

Capítulo 2

Fundamentos teóricos

Este capítulo muestra los conceptos teóricos necesarios para abordar la problemática de este trabajo. Está dividido en 3 secciones, cada una de ellas agrupa una serie de conceptos que tienen el mismo parentesco o que comparten cierta similitud.

2.1. Signos vitales

Los signos vitales, también llamados cardinales, son valores que cuantifican las funciones fisiológicas y que permiten estimar la efectividad o funcionamiento del organismo ante diferentes estímulos patológicos y fisiológicos. Los signos vitales normales son medidos en rangos, ya que estos varían de individuo a individuo, y en ellos, generalmente también cambian según la hora del día y las acciones que realicen en un momento determinado. Las alteraciones anormales de estos valores, pueden significar un mal funcionamiento orgánico que haga sospechar de un estado mórbido o estado de enfermedad [8].

Se considera que existen 4 signos vitales: ritmo cardíaco, temperatura corporal, frecuencia respiratoria y presión arterial, en ocasiones, algunos autores o expertos en la salud, consideran un quinto signo vital: la saturación porcentual de oxígeno (SpO_2). Esta sección describirá únicamente los 3 signos cardinales a adquirir por el dispositivo a desarrollar en este trabajo: temperatura, frecuencia cardíaca y frecuencia respiratoria.

2.1.1. Temperatura corporal

La temperatura corporal es una variable fisiológica que refleja el equilibrio entre la producción y pérdida de energía del organismo, generalmente se mide en grados Celsius ($^{\circ}\text{C}$) o grados Fahrenheit ($^{\circ}\text{F}$), los cuales se relacionan mediante la siguiente expresión:

$$T_{[{}^{\circ}\text{F}]} = 1.8 \cdot T_{[{}^{\circ}\text{C}]} + 32 \quad (2.1)$$

Existen dos tipos de temperatura corporal: la central y superficial; la central es aquella que presentan los tejidos profundos del cuerpo y que bajo condiciones normales, tiene un valor relativamente constante. La temperatura superficial es aquella medida en la piel, tejido subcutáneo y grasa, y que aun en condiciones normales puede cambiar en respuesta al entorno.

El cambio en la temperatura corporal puede deberse a distintos factores, ya sea por la edad, ritmo circadiano, realización de ejercicio, hormonas, estrés o por el propio ambiente [9]; es por esto que existe una escala mostrada en la Figura 2.1, usada para determinar si la temperatura de un individuo se encuentra dentro del rango considerado como normal.

El cuerpo humano cuenta con diferentes mecanismos para intercambiar calor con su medio, éstos son:

- **Radiación.** Emisión de energía en forma de ondas electromagnéticas dependiente de la temperatura. Para los rangos de temperatura en el cuerpo humano, esta energía es emitida en el espectro de luz infrarroja. Una de las técnicas más empleadas para determinar la temperatura mediante este principio físico es la termografía.
- **Conducción.** Proceso mediante el cual existe una transferencia de energía en forma de calor por contacto directo entre objetos de diferentes temperaturas. En el cuerpo humano, esta transferencia se da a través del contacto con la ropa, aire, agua o al tocar algún material. Los instrumentos para medir la temperatura haciendo uso de este mecanismo son los termómetros; los hay de mercurio y de alcohol que se aprovechan del fenómeno de dilatación de un material, aunque también existen las variantes digitales que han ganado terreno en los últimos años.
- **Convección.** Transmisión de calor debida al movimiento físico de moléculas con una alta energía térmica hacia zonas de baja energía térmica. Para el cuerpo hu-

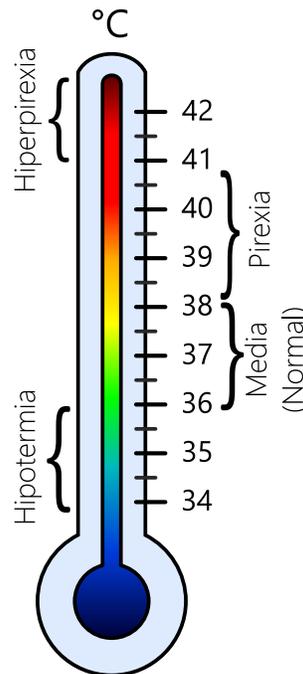


Figura 2.1: Escala en grados Celcius (°C) con términos que describen los diferentes rangos en las alteraciones de la temperatura corporal.

mano, este fenómeno se apoya de la transferencia de calor por conducción al elevar la rapidez de movimiento de las moléculas de aire adyacentes a él. Esto provoca el desplazamiento de aire caliente hacia arriba, permitiendo el intercambio por aire más frío, hacia la parte inferior del entorno.

- **Vaporización.** Para que el agua pase de fase líquida a gaseosa es necesario suministrar energía; Cuando esto sucede en el cuerpo humano, al evaporarse el sudor de la piel mediante la transpiración y la humedad del aparato respiratorio en la exhalación, se pierde energía en el proceso en forma de calor, disminuyendo la temperatura del individuo.

Existen localizaciones en el cuerpo humano que son de gran interés para medir la temperatura corporal, cada una tiene sus ventajas e inconvenientes. A continuación, se listan las ubicaciones más frecuentes para realizar la medición:

- **Oral.** Zona de de fácil acceso y cómoda para el paciente; puede arrojar lecturas erróneas si se acabase de ingerir alimentos, bebidas o después de fumar. No está indicado para pacientes con lesiones bucales. Se corre el riesgo de romper el instru-

mento si es mordido.

- **Rectal.** Arroja una medición muy fiable, sin embargo, es molesto y más desagradable para el paciente. Puede producir lesiones tras una cirugía rectal y no está indicado en pacientes con diarrea o hemorroides.
- **Axilar.** Zona preferida para realizar la medición, más seguro y no invasiva. Requiere de un tiempo considerable para obtener una medición exacta.
- **Tímpano.** Refleja la temperatura corporal central. Existe riesgo de lesión por un mal manejo del instrumento; el cerumen puede afectar la lectura.
- **Arteria temporal o frente.** Es seguro y no invasivo. Requiere instrumentos más sofisticados, generalmente a base de materiales flexibles; inviable si el paciente presenta sudoración en el área.

2.1.2. Frecuencia cardíaca

La frecuencia cardíaca es un signo cardinal que indica el número de ciclos cardíacos por unidad de tiempo; el ciclo cardíaco se define como el conjunto de procesos eléctricos y mecánicos que tienen como consecuencia la alteración de la presión, flujo y volumen de la sangre. Este fenómeno ocurre en las cavidades auriculares y ventriculares del corazón y consta de dos fases: la diástole, en la cual se relajan y llenan de sangre las cavidades cardíacas; y la sístole, durante la cual las aurículas se contraen para expulsar la sangre hacia los ventrículos y los ventrículos se contraen para expulsar la sangre hacia la circulación pulmonar y sistémica [10].

Se considera taquicardia al ritmo cardíaco anormalmente alto y bradicardia al anormalmente bajo. Existen diversos factores capaces de alterar la frecuencia cardíaca [9], entre ellos se encuentran:

- **Edad.** Como se muestra en la Tabla 2.1, la media de la frecuencia cardíaca normal tiende a disminuir en edades más avanzadas.
- **Sexo.** La frecuencia cardíaca promedio en mujeres es ligeramente más alta que en los varones después de la pubertad.

Tabla 2.1: Frecuencia cardíaca según las edades en latidos por minuto (lpm).

Edad	Rango normal (lpm)	Media (lpm)
Recién nacido	80 - 180	130
1 año	80 - 140	120
5-8 años	75 - 120	100
10 años	50 - 90	70
Adolescencia	50 - 90	75
Adulto	60 - 100	80
Anciano	60 - 100	70

- **Ejercicio.** Aumenta con la actividad física. Para un deportista profesional en estado de reposo, su ritmo cardíaco suele ser menor que una persona normal debido a un mayor tamaño, potencia y eficiencia de su corazón.
- **Temperatura.** En casos de pirexia e hiperpirexia (fiebre), suele aumentar como consecuencia de la vasodilatación y del aumento del índice metabólico. En casos de hipotermia genera bradicardia.
- **Medicamentos o drogas.** Según la sustancia, esta puede inducir un aumento o disminución en la frecuencia cardíaca.
- **Estrés.** El miedo, la ansiedad y las percepciones del dolor estimulan el sistema nervioso simpático, ocasionando un aumento en la actividad del corazón.
- **Patologías.** Ciertas enfermedades pueden alterar el pulso cardíaco en estado de reposo.

La obtención de este parámetro puede darse a través de diferentes instrumentos o técnicas. El método manual consiste en contar el número de pulsaciones en un minuto, mediante la auscultación con un estetoscopio o mediante la palpación con los dedos en diferentes zonas del cuerpo; existen 9 zonas donde se realiza esta valoración: en la apical, localizada en el vértice del corazón, o en 8 zonas donde atraviesan arterias como la radial, ubicada en la parte interna de la muñeca. La forma no manual de obtener la frecuencia cardíaca es a través de instrumentos electrónicos que sean capaces de analizar una o varias señales de un individuo; ejemplos de estos son el electrocardiograma,

fonocardiograma o instrumentos de pletismografía, vigilando la actividad eléctrica del corazón, detectando ondas de sonido generadas por los latidos o midiendo cambios en el flujo y volumen sanguíneo, respectivamente.

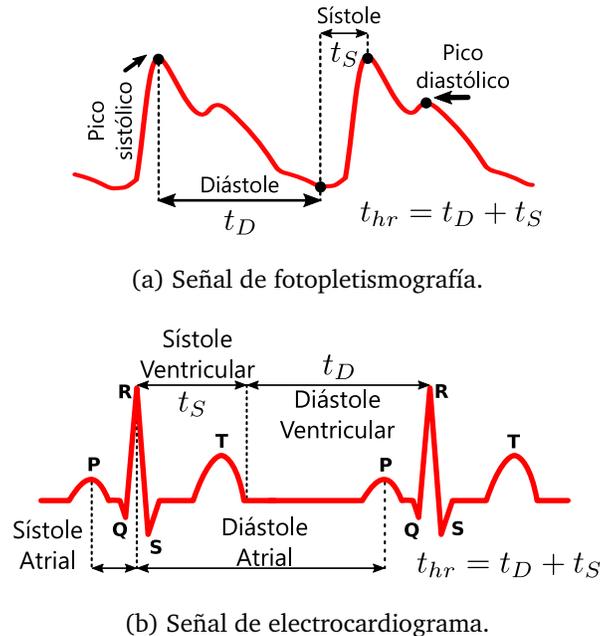


Figura 2.2: La forma de onda de la señal varía según el instrumento utilizado; algunas pueden reflejar más información sobre el estado cardíaco de un individuo.

La Figura 2.2a muestra la forma de onda típica de una señal de fotopletismografía, mientras que la Figura 2.2b muestra la de un electrocardiograma; ambas señales cuentan con periodos de tiempo debidos a las dos fases del ciclo cardíaco: la sístole t_S , y la diástole t_D . El ritmo cardíaco instantáneo puede calcularse cómo:

$$\# \text{ lpm} = (1 \text{ latido}/t_{hr}) \cdot (60 \text{ s}/\text{min}), \quad (2.2)$$

donde $t_{hr} = t_D + t_S$ es la duración en segundos de un ciclo cardíaco completo.

La frecuencia cardíaca máxima se define como el número de latidos por minuto más alto que un paciente puede alcanzar en una prueba ergométrica de esfuerzo. Este valor varía con la edad y existen diversas formas de calcularlo, la fórmula de Tanaka (Ecuación 2.4)

es la más exacta para menores de 40 años, mientras que la fórmula Clásica (Ecuación 2.3) es más adecuada para el resto de la población [11].

$$f_{\text{Clásica}} = 220 - \text{Edad} \quad (\text{lpm}), \quad (2.3)$$

$$f_{\text{Tanaka}} = 208.75 - 0.73 \cdot \text{Edad} \quad (\text{lpm}). \quad (2.4)$$

2.1.3. Frecuencia respiratoria

La respiración es el proceso fisiológico encargado de suministrar oxígeno y retirar el dióxido de carbono en los diferentes tejidos del cuerpo. Consta de 4 funciones principales [12]:

1. Intercambio de aire entre los alvéolos pulmonares y su entorno.
2. Difusión de oxígeno y dióxido de carbono entre los alvéolos y la sangre.
3. Transporte de oxígeno y dióxido de carbono en la sangre desde y hacia las células en los diferentes tejidos del cuerpo.
4. Regulación de la ventilación.

La frecuencia respiratoria es el parámetro que indica los ciclos de la ventilación pulmonar por unidad de tiempo, generalmente es expresado en respiraciones por minuto (rpm). El ciclo consiste de dos mecanismos: la inhalación y la exhalación.

Al inhalar aire se contrae el diafragma, causando un tirón de los pulmones hacia abajo que genera una presión manométrica negativa en sus cavidades relativa al aire de su entorno; esto provoca el flujo de aire rico en oxígeno hacia los pulmones hasta que la diferencia de presiones entre sus cavidades y el medio sea cero, es decir, que sean iguales.

La exhalación es el proceso inverso a la inhalación; el diafragma se relaja y permite el retroceso elástico de los pulmones, pared torácica y de las estructuras abdominales, ocasionando la compresión de las cavidades pulmonares, y con esto, la expulsión del aire.

Tabla 2.2: Frecuencia respiratoria según las edades en respiraciones por minuto (rpm).

Edad	Rango normal (rpm)	Media (rpm)
Recién nacido	30 - 80	35
1 año	20 - 40	30
5-8 años	15 - 25	20
10 años	15 - 25	19
Adolescencia	15 - 20	18
Adulto	12 - 20	16
Anciano	15 - 20	16

Varios factores son capaces de influir en el ritmo respiratorio: el ejercicio, estrés, aumento en la temperatura o la disminución en la concentración de oxígeno, son causantes directos de un aumento en la frecuencia respiratoria. De modo opuesto, la disminución de la temperatura, narcóticos y el aumento de la presión intracraneal, son factores capaces de disminuirla. Se conoce como bradipnea a la respiración anormalmente lenta, mientras que la anormalmente rápida recibe el nombre de taquipnea [9]. En la Tabla 2.2, se muestran los rangos normales de este signo cardinal, así como los valores promedio según los diferentes rangos de edad.

2.2. Sistemas de instrumentación

La instrumentación es el proceso de medición de una variable física en un sistema, su objetivo principal es la extracción de información asociadas a este, así como la presentación, registro y despliegue de datos a un operador. Un sistema de instrumentación es el conjunto organizado de instrumentos que hacen posible la realización de una o más mediciones.

La Figura 2.3 muestra el diagrama general de un sistema de instrumentación está conformado por 7 elementos. El sistema físico es el mensurando del cual se pretende extraer información, para ello, se hace uso de un sensor y un transductor, dispositivos capaces de responder a las variaciones de magnitud del mensurando y de realizar la conversión

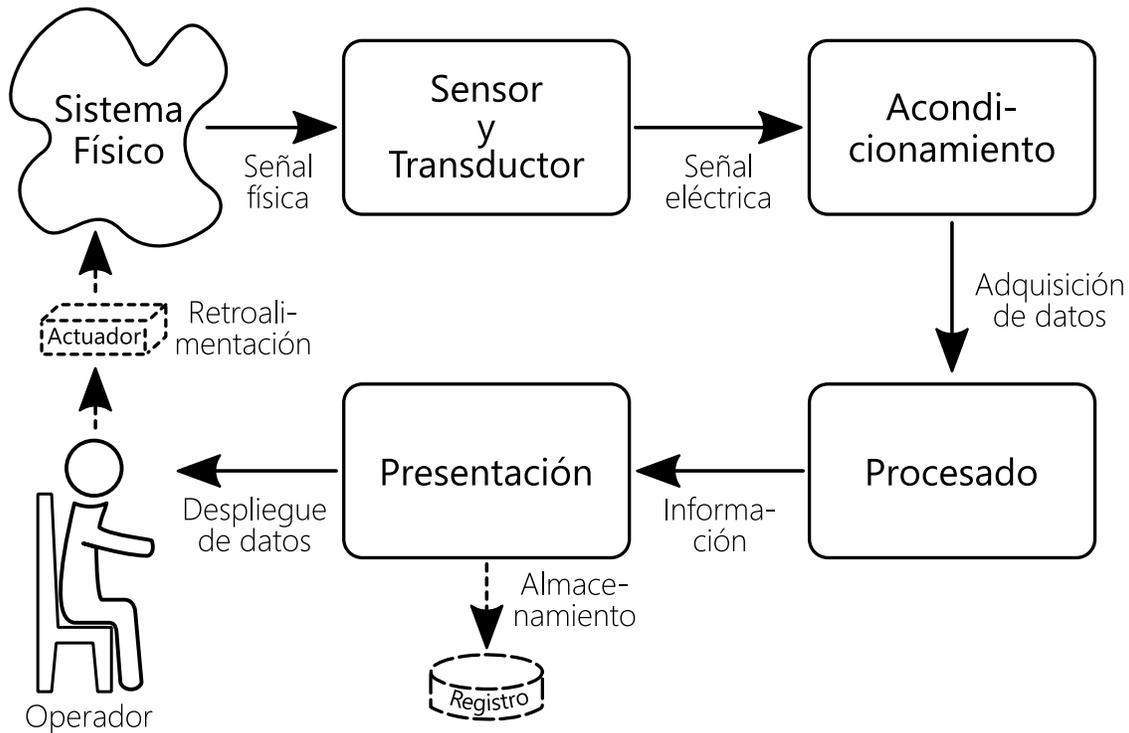


Figura 2.3: Diagrama de bloques de un sistema de instrumentación. Aunque el operador es representado por una persona, bien podría ser algún otro sistema o dispositivo como una computadora.

energética de la señal de entrada a una señal eléctrica como salida, respectivamente [13]. El acondicionamiento consiste en el tratamiento analógico de la señal, posteriormente, es adquirida y convertida a un formato digital para el procesamiento y extracción de información de interés. Finalmente, la presentación consiste en el formato, ordenamiento y despliegue de datos, de modo que puedan ser entendidos por un operador. Aunque no es necesario, es común que los sistemas de instrumentación almacenen la información procesada, así como también que el operador introduzca alteraciones en el sistema físico mediante un actuador, como respuesta a los datos obtenidos con anterioridad, generando así una realimentación en el sistema.

Las señales provenientes de los sensores generalmente no tienen las características adecuadas para su adquisición; estas pueden por ejemplo, no estar en los niveles de amplitud, potencia o ancho de banda requerido, además de transportar con ellas señales superpuestas que pudieran enmascarar las variables de interés; dichas señales parásitas, pueden ser

propias del sistema físico o producto de la interferencia con su entorno. Es aquí donde el instrumento de acondicionamiento, a través de un proceso de filtrado, atenuación o amplificación, es capaz de alterar la señal proveniente del sensor y/o transductor para cumplir con los requerimientos de adquisición [14].

2.2.1. Filtros electrónicos

Un filtro es un sistema capaz de discriminar características o atributos de una señal en un rango de frecuencias. En el ámbito de señales, se dice que un filtro es aplicado para atenuar la energía de una señal en determinadas frecuencias y dejar intacta la energía en otra banda de frecuencia. Para el acondicionamiento de señales, los filtros son etapas de gran relevancia, pues permiten separar señales que han sido combinadas, restaurar señales distorsionadas, o remover señales indeseables como el ruido [15].



Figura 2.4: Un filtro es capaz de atenuar o eliminar componentes no deseadas en una señal.

Generalmente, los filtros electrónicos son definidos por los efectos en la frecuencia de una señal, por lo que hace sentido que el análisis de éstos, su descripción gráfica, así como las herramientas matemáticas de diseño, estén basados en el dominio de la frecuencia; además, el diseño, modelado y soluciones pueden ser más sencillos de trabajar que en el dominio temporal.

Los filtros electrónicos pueden clasificarse en 2 grandes rubros: filtros analógicos y filtros digitales, ambos tienen ventajas e inconvenientes que son de utilidad al momento de tratar señales electrónicas. En ambas categorías, existen 5 tipos de filtros, los cuales dependiendo de su banda de paso se clasifican en paso-bajas, paso-altas, paso-banda, rechaza-banda y paso-todo.

Filtro analógico

En teoría de circuitos, un filtro analógico es una red eléctrica capaz de alterar las propiedades de amplitud y/o fase de una señal en función de su frecuencia. Idealmente, los filtros no añaden nuevas frecuencias o componentes espectrales a la señal, pero sí amplifican o atenúan las amplitudes de cada frecuencia y la relación entre sus fases [16].

Siempre y cuando un filtro analógico sea un sistema lineal invariante en el tiempo, su respuesta puede ser descrita matemáticamente en términos de su función de transferencia $H(s)$, la cual se define como la relación entre las transformadas de Laplace de sus señales de entrada y de salida:

$$H(s) = \frac{Y(s)}{X(s)}, \quad (2.5)$$

donde s está definida como una variable compleja $s = \sigma + j\omega$, con σ es una variable real y $j = \sqrt{-1}$ la variable imaginaria, ω es la frecuencia angular, $X(s)$ es la señal de entrada, y $Y(s)$ es la señal de salida del filtro.

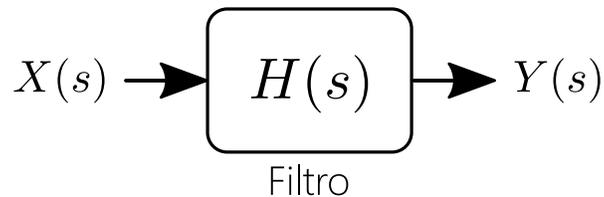


Figura 2.5: Los efectos de un filtro son modelados matemáticamente en términos de la función de transferencia y la señal de entrada, $Y(s) = H(s) \cdot X(s)$

La función de transferencia es capaz de describir la respuesta de un filtro a cualquier señal arbitraria de entrada, sin embargo, usualmente importa más describir los efectos usando señales periódicas continuas, así como sus valores de amplitud y fase. Lo anterior se logra al hacer $\sigma = 0$ en s , eliminando así la respuesta transitoria del filtro y dejando únicamente el régimen permanente, el cual depende únicamente de su frecuencia angular ω . La magnitud $|H(j\omega)|$ de un filtro con función de transferencia $H(\cdot)$, se describe matemáticamente de la siguiente manera

$$|H(j\omega)| = \sqrt{\text{Re}^2 \{H(j\omega)\} + \text{Im}^2 \{H(j\omega)\}}, \quad (2.6)$$

Por otro lado, la fase de $\phi(H(j\omega))$ se describe como

$$\phi(H(j\omega)) = \text{atan2}\left(\frac{\text{Im}\{H(j\omega)\}}{\text{Re}\{H(j\omega)\}}\right), \quad (2.7)$$

donde, nuevamente $\omega = 2\pi f$ es la frecuencia angular y f es la variable que representa la frecuencia en hertz (Hz). Generalmente, la magnitud de la respuesta en frecuencia se expresa en decibelios o dB, unidad que describe la razón entre dos cantidades en una escala logarítmica. Para señales de voltaje y corriente, la magnitud de la función de transferencia se escribe como

$$A_{dB} = 20 \log_{10} |H(j\omega)|. \quad (2.8)$$

Otro parámetro de relevancia en los filtros electrónicos es la frecuencia de corte f_c , la cual se define como la frecuencia de operación entre dos regiones de paso de la respuesta en frecuencia de un filtro. Idealmente, las frecuencias a conservar no son en lo absoluto modificadas en amplitud, mientras que aquellas que son rechazadas son eliminadas totalmente, sin embargo, en la práctica existe un intervalo llamado banda de transición, en el cual la amplitud de las componentes espectrales va cambiando sutilmente. Por lo general, la f_c de un filtro se define como aquella frecuencia para la cual la magnitud del filtro ha decaído aproximadamente 3 dB ($\approx \frac{1}{2}\sqrt{2}$ o 0.707 de su ganancia máxima) [16]. Un filtro puede tener más de una frecuencia de corte, o en el caso de los paso-todo, ninguna.

De acuerdo con la Ecuación 2.9, la función de transferencia siempre puede ser escrita como el cociente de dos polinomios; el grado más alto entre ellos define el orden del filtro, N , y corresponde con el número total de elementos capaces de almacenar energía en la red eléctrica del filtro. Usualmente, mientras más alto el orden, más abrupta es la pendiente en la banda de transición, con la desventaja de que el circuito puede resultar más complejo y/o costoso de realizar.

$$H(s) = H_0 \frac{s^n + b_{n-1}s^{n-1} + b_{n-2}s^{n-2} + \dots + b_1s + b_0}{s^m + a_{m-1}s^{m-1} + a_{m-2}s^{m-2} + \dots + a_1s + a_0} \quad (2.9)$$

Dentro de los filtros electrónicos analógicos, existe una segunda clasificación según los componentes electrónicos usados para su implementación:

- **Filtros pasivos:** Un filtro es pasivo si la red eléctrica que lo conforma está compuesta únicamente de componentes pasivos, es decir, componentes incapaces de aumentar la potencia eléctrica en algún nodo del circuito (eg. resistencias, capacitores, inductores). Este tipo de filtros tienen la ventaja de ser más baratos y compactos (a menos que se usen bobinas grandes), tienen una estabilidad garantizada y son más aptos para trabajar con altos valores de voltajes y corrientes. De modo contrario, las desventajas son que al estar conformados por elementos que únicamente consumen energía, la potencia de la señal solo puede disminuir; además, el concatenamiento de filtros es más complejo de analizar y el conectar una carga a la salida del filtro puede cambiar totalmente su comportamiento.

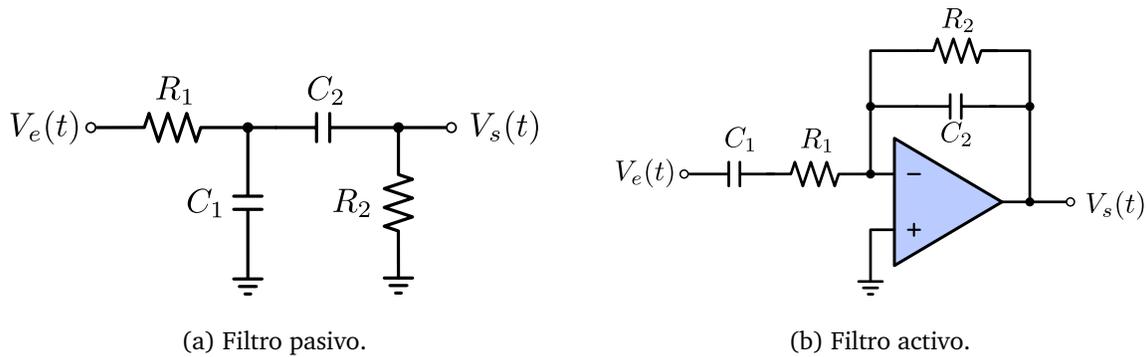


Figura 2.6: Tipo de filtros analógicos eléctricos

- **Filtros activos:** Se dice que un filtro es activo si el circuito eléctrico que lo conforma contiene al menos un componente activo, es decir, con capacidad de aumentar la potencia eléctrica o la ganancia en algún nodo de la red eléctrica del filtro. Los amplificadores operacionales son los dispositivos más usados en este tipo de filtros, aunque también es usual utilizar transistores. Las ventajas de los filtros activos incluyen la capacidad de incrementar o mantener la amplitud de las señales; además, ofrecen aislamiento entre etapas, permitiendo concatenar diferentes filtros activos sin afectar la potencia de la señal, sin complicar el análisis entre fases y permitiendo que las cargas sean conectadas sin afectar el comportamiento del filtro. Sus desventajas incluyen la posible inestabilidad de los filtros; cuentan con un ancho de banda limitado, por lo que para algunas frecuencias, podría no funcionar o requerir de

componentes más sofisticados que impliquen un aumento en los costos de diseño; las señales de entrada necesitan estar dentro de un rango de voltaje para no dañar al dispositivo activo de manera permanente; también requieren de una fuente de voltaje para la polarización de los dispositivos activos.

Filtros digitales

Un filtro digital es una ecuación capaz de efectuar las mismas funciones que un filtro analógico, la diferencia radica en que tanto su señal de entrada como de salida, tienen las características de ser discretas en el tiempo y cuantizadas en amplitud [15]. Se dice que son digitales porque sus implementaciones prácticas se llevan a cabo tanto en *hardware* como por *software*, sobre dispositivos de cómputo basados en circuitos de electrónica digital (eg. FPGA's, DSP's, microprocesadores, etc.).

Algunas de las ventajas de los filtros digitales frente a los analógicos son:

- Permiten pendientes superiores en la banda de transición.
- Flexibilidad y costos: basta con cambiar los coeficientes del filtro para cambiar su comportamiento; en los analógicos, implica sustituir componentes electrónicos.
- Mayor precisión: no cuentan con una tolerancia de error en los componentes electrónicos.
- Más inmunes al ruido por estar implementados sobre circuitos digitales.

Y sus inconvenientes:

- Recursos de procesamiento elevados para filtros de orden alto. En la actualidad, este ha dejado de ser un problema debido a la miniaturización de los componentes electrónicos, permitiendo mayor poder computacional en un circuito integrado de menor tamaño, costo y consumo energético.
- Ancho de banda limitado: por teorema de Nyquist, para evitar la pérdida de información, la frecuencia de muestreo f_s debe ser al menos 2 veces mayor a la frecuencia más alta de interés en la señal, resultando en un ancho de banda para el filtro de $f_s/2$.

- El ancho de palabra y la precisión numérica pueden afectar el comportamiento del filtro. Esto puede deberse a que no se toman en cuenta la cantidad de dígitos significativos en la representación numérica de un número o los valores máximos y mínimos que el sistema de cómputo es capaz de representar al momento de diseñar el filtro digital.

Así como un filtro analógico que opera sobre una señal en tiempo continuo puede ser descrito por ecuaciones diferenciales y estudiado en el dominio de la frecuencia mediante su función de transferencia $H(s)$, para una señal en tiempo discreto, un filtro digital puede ser estudiado en el dominio de la frecuencia discreta a través de su función de transferencia $H(z)$ e implementado en términos de una ecuación en diferencias.

Los filtros digitales lineales pueden dividirse en 2 categorías:

- **Filtros de respuesta finita al impulso:** (FIR: *Finite Impulse Response*), son un tipo de filtros que dependen únicamente de su señal de entrada (presente o anterior). Reciben este nombre ya que cuando su entrada es un impulso unitario, después de algún tiempo finito la respuesta se hace cero de manera indefinida. Son estables al no implementar la recursividad en su estructura y permiten una respuesta en fase lineal, aunque como desventaja, requieren de implementaciones de orden más alto que su equivalente en **FIR** para satisfacer las mismas especificaciones. Su ecuación en diferencias es de la forma:

$$y_n = a_0x_n + a_1x_{n-1} + \dots + a_kx_{n-k} = \sum_{i=0}^k a_i x_{n-i}, \quad (2.10)$$

dónde a_i y k son los coeficientes y el orden del filtro respectivamente, x_{n-i} es la señal de entrada en el tiempo discreto $n - i$, y y_n es la señal presente de salida.

- **Filtros de respuesta infinita al impulso:** (IIR: *Infinite Impulse Response*), son filtros que no solo dependen de su señal de entrada, sino también de su señal de salida (presentes o anteriores). A diferencia de su contraparte, la respuesta de este tipo de filtros nunca se hace cero de manera indefinida en un tiempo finito al tener como entrada un impulso unitario. Implementa la recursividad en su estructura al depender de sus salidas anteriores, característica que lo puede hacer inestable. Su

ecuación en diferencias es de la forma:

$$\begin{aligned}
 y_n &= a_0x_n + a_1x_{n-1} + \dots + a_kx_{n-k} - b_1y_{n-1} - b_2y_{n-2} - \dots - b_ry_{n-r} \\
 &= \sum_{i=0}^k a_i x_{n-i} - \sum_{j=1}^r b_j y_{n-j},
 \end{aligned} \tag{2.11}$$

donde a_i y b_j son los coeficientes del filtro, $\max(k, r)$ es el orden del filtro y x_{n-i} y_{n-j} son las entradas y salidas del filtro en los tiempos discretos $n - i$ y $n - j$, respectivamente.

Hay diversas formas de diseñar filtros digitales, en la práctica, una de las técnicas más socorridas es la conversión de la respuesta de un filtro analógico a su equivalente digital mediante el uso de la transformada bilineal; este método mapea el eje $j\omega$ y la región de convergencia del filtro analógico en el plano s al círculo unitario en el plano z , evitando el *aliasing* de las componentes en frecuencia [15]. La transformada se basa en una aproximación en la relación que existe entre las variables s y z :

$$\begin{aligned}
 s &= \frac{1}{T} \ln(z) \\
 &\approx \frac{2}{T} \left(\frac{z-1}{z+1} \right),
 \end{aligned} \tag{2.12}$$

donde T es el periodo entre muestras y es igual al inverso de la frecuencia de muestreo, $T = f_s^{-1}$.

Filtro Paso-Bajas

Los filtros paso-bajas (**LPF: Low Pass Filter**), son aquellos que dejan pasar todas las frecuencias anteriores a su f_c y atenúan o rechazan todas aquellas componentes posteriores. En términos de su función de transferencia, se dice que un filtro es paso-bajas si su magnitud $|H(j\omega)|$, mostrada en la Figura 2.7a, tiende a su ganancia G cuando $\omega \rightarrow 0$ y tiende a 0 cuando $\omega \rightarrow \infty$. Las Ecuaciones 2.13 y 2.14 describen respectivamente la función de transferencia y la magnitud de la respuesta en frecuencia del filtro paso-bajas más sencillo de construir.

$$H_L(s) = G \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_c}}, \tag{2.13}$$

$$|H_L(j\omega)| = G \frac{\omega_c}{\sqrt{\omega_c^2 + \omega^2}}. \tag{2.14}$$

Filtro Paso-Altas

Un filtro paso-altas (**HPF: High Pass Filter**), es un tipo de filtro capaz de pasar las señales de alta frecuencia y atenuar o rechazar todas las componentes anteriores a su f_c . Contrario a un **LPF**, como se muestra en la Figura 2.7b, la respuesta en frecuencia de un filtro paso-altas tiende a su ganancia G si $\omega \rightarrow \infty$ y tiende a 0 cuando $\omega \rightarrow 0$. El filtro paso-altas más sencillo de construir es de primer orden, cuya función de transferencia y la magnitud de la respuesta en frecuencia son descritas por las Ecuaciones 2.15 y 2.16, respectivamente.

$$H_H(s) = G \frac{\frac{s}{\omega_c}}{1 + \frac{s}{\omega_c}}, \quad (2.15)$$

$$|H_H(j\omega)| = G \frac{\omega}{\sqrt{\omega_c^2 + \omega^2}}. \quad (2.16)$$

Filtro paso-banda

Los filtros paso-banda (**BPF: Band Pass Filter**), son un tipo de filtros capaces de pasar únicamente las señales contenidas en un intervalo de frecuencias, requiriendo así de dos frecuencias de corte f_{c1} y f_{c2} , con $f_{c1} < f_{c2}$. El ancho de banda del filtro se describe como: $BW = f_{c2} - f_{c1}$ y la frecuencia central f_0 como la media geométrica entre las frecuencias de corte: $f_0 = \sqrt{f_{c1}f_{c2}}$. El filtro paso-banda más sencillo de implementar consiste en la concatenación de un filtro paso-alta con una frecuencia de corte f_{c1} y uno paso-bajas con una frecuencia de corte f_{c2} ; aunque esto implicaría que las frecuencias de corte no correspondieran a una reducción de $-3dB$ en la respuesta en frecuencia, si $f_{c2} \gg f_{c1}$, sí se encontraran cerca de dicho valor. En la Ecuación 2.17 se muestra la función de transferencia de un filtro paso-banda de segundo orden y en la Figura 2.7c se puede observar su respuesta en frecuencia.

$$H_B(s) = G \left(\frac{\frac{s}{\omega_{c1}}}{1 + \frac{s}{\omega_{c1}}} \right) \left(\frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_{c2}}} \right). \quad (2.17)$$

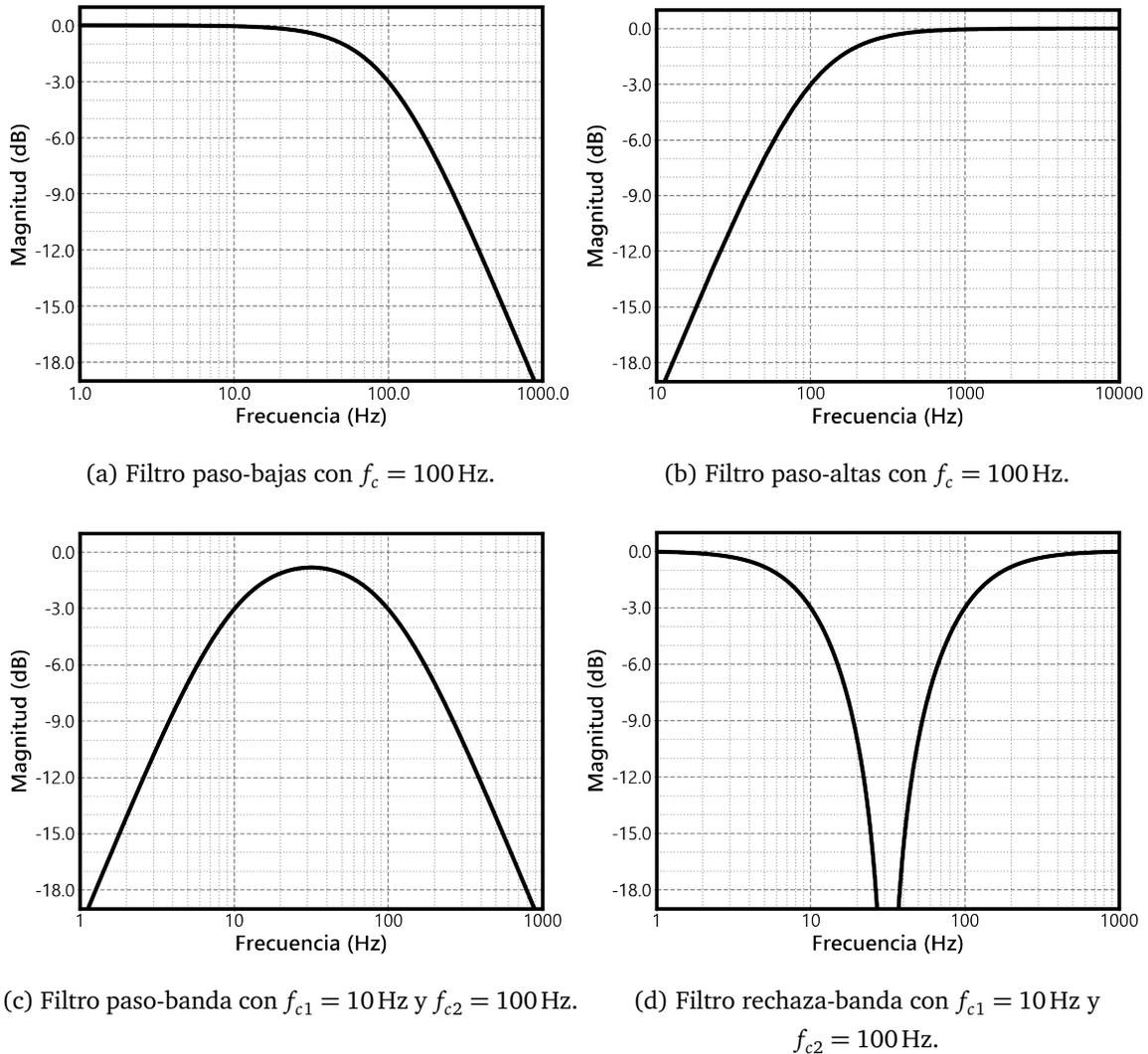


Figura 2.7: Respuesta en frecuencia en dB de diversos tipos de filtros.

Filtro rechaza banda

También llamados filtros notch, los filtros rechaza-banda (**BRF**: *Band Reject Filter*) son lo opuesto de un **BPF**; únicamente suprimen las señales contenidas en un intervalo de frecuencias y dejan pasar todas las demás. Cuentan con dos bandas de transición descritos por 2 diferentes frecuencias de corte f_{c1} y f_{c2} y un ancho de banda $BW = f_{c2} - f_{c1}$. En la Figura 2.7d se muestra la respuesta en frecuencia de un filtro notch.

Filtro paso-todo

Los filtros paso-todo (**APF**: *All Pass Filter*), son aquellos filtros que idealmente permiten pasar todas las señales en cualquier frecuencia. Sí pueden modificar la amplitud de las componentes, pero todas escaladas en el mismo valor; su utilidad radica en que pueden alterar la fase de las componentes, ocasionando un retraso temporal en éstas.

Filtro Butterworth

El filtro de Butterworth es una plantilla para la implementación de filtros analógicos, tiene la característica de producir una respuesta en frecuencia lo más plana posible en la banda de paso. La plantilla del filtro es de tipo paso bajas y es descrito por su función de transferencia:

$$H_{BL}(s) = G \cdot \frac{\omega_c^n}{\prod_{k=1}^n (s - \omega_c e^{\frac{j(2k+n-1)\pi}{2n}})}, \quad (2.18)$$

con su respectiva respuesta en frecuencia de:

$$|H_{BL}(j\omega)| = G \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2n}}}, \quad (2.19)$$

donde G es la ganancia del filtro, ω_c es la frecuencia angular de corte a -3 dB y n es el orden del filtro. La plantilla puede ser adaptada para conseguir otros tipos de filtros, por ejemplo, un filtro paso altas se obtiene al escalar la función de transferencia por $1/s$, esto es: $s \rightarrow \frac{1}{s}$ y $\omega_c \rightarrow \frac{1}{\omega_c}$.

2.2.2. Digitalización de señales analógicas

Los circuitos electrónicos pueden ser clasificados en dos grandes categorías: los circuitos digitales y los analógicos. Se dice que una señal es analógica si su amplitud toma valores continuos en el tiempo o es digital si toma valores discretos cuantificados; en la naturaleza, la mayor parte de las cosas que pueden ser medidas cuantitativamente son descritas mediante señales analógicas [17]. Para permitir el almacenamiento, procesamiento y análisis de señales eléctricas analógicas mediante técnicas digitales, se lleva a cabo una serie de procesos para poder representar de manera fidedigna en un formato digital aquellas señales de naturaleza analógica. Este procedimiento es llamado conversión analógico-digital (**A/D**) y el circuito eléctrico que lo realiza recibe el nombre de **ADC** (*Analog-to-Digital Converter*).

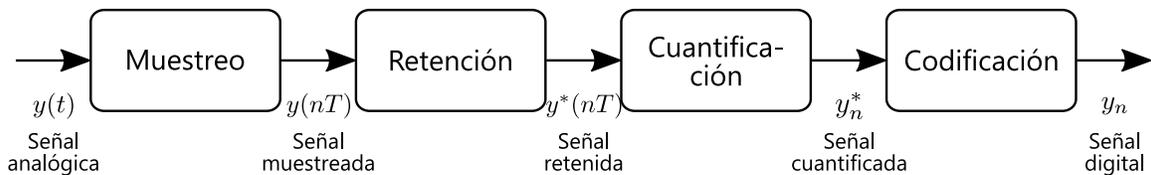


Figura 2.8: Procesos en la conversión Analógico-Digital.

En la Figura 2.8 se muestran los procesos para convertir una señal analógica a su equivalente digital. El muestreo es el primer paso en la conversión **A/D** y se define como el proceso de tomar una serie de valores discretos en el tiempo, convirtiendo la señal analógica en una serie de impulsos o muestras que representan su amplitud en un momento determinado; este proceso es mostrado en la Figura 2.9.

Existe un límite mínimo de muestras para que una señal analógica pueda ser representada de manera digital; mientras más sean el número de muestras en un intervalo de tiempo, más se asemejará a la forma de onda de la señal. Dicho límite es conocido como el teorema de muestreo de Nyquist, el cual formula mediante la Ecuación 2.20 que la frecuencia de muestreo f_s debe ser al menos dos veces superior a la componente de frecuencia más grande de interés en la señal a adquirir, llamada frecuencia de Nyquist f_N . El no aplicar este teorema para la adquisición de señales puede resultar en la pérdida o alteración de

la información contenida en las componentes de interés.

$$f_s \geq 2f_N. \quad (2.20)$$

Existe una condición indeseada llamada “*aliasing*” al momento de muestrear una señal, dicho fenómeno introduce armónicos ocasionando la distorsión de la forma de onda original y ocurre cuando la señal analógica a adquirir contiene frecuencias superiores a la frecuencia de Nyquist, para reducir su efecto basta con aumentar la frecuencia de muestreo o aplicar un filtro paso-bajas que atenúe todas aquellas frecuencias superiores a $f_N/2$.

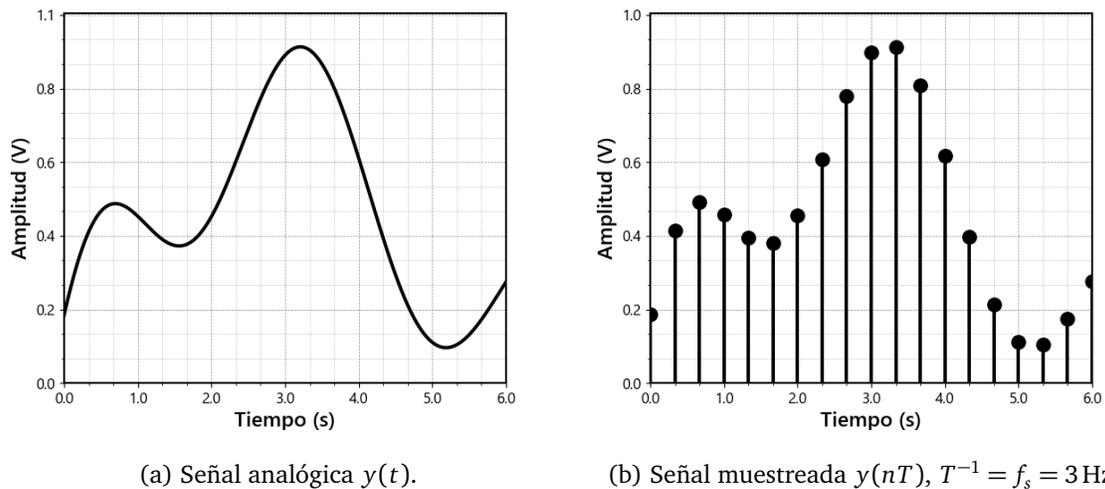


Figura 2.9: Proceso de muestreo de una señal.

En la Figura 2.10a se muestra el siguiente paso en la conversión **A/D**, el cual consiste en la retención de la señal muestreada con el fin de que el **ADC** cuente con el tiempo suficiente para procesar el valor de su amplitud, cuyo nivel deberá permanecer constante hasta la siguiente muestra. Dado que la amplitud retenida puede tomar una infinidad de valores de voltaje, le es imposible para un circuito digital dar una representación numérica para cada posible valor; es por esto que, finalmente, el último paso para obtener una señal digital consiste en la cuantificación y codificación de la muestra retenida, asignándole un valor numérico que el **ADC** considere el más cercano según sus características, y representándolo en un código binario que la arquitectura digital sea capaz de almacenar, procesar e interpretar, respectivamente.

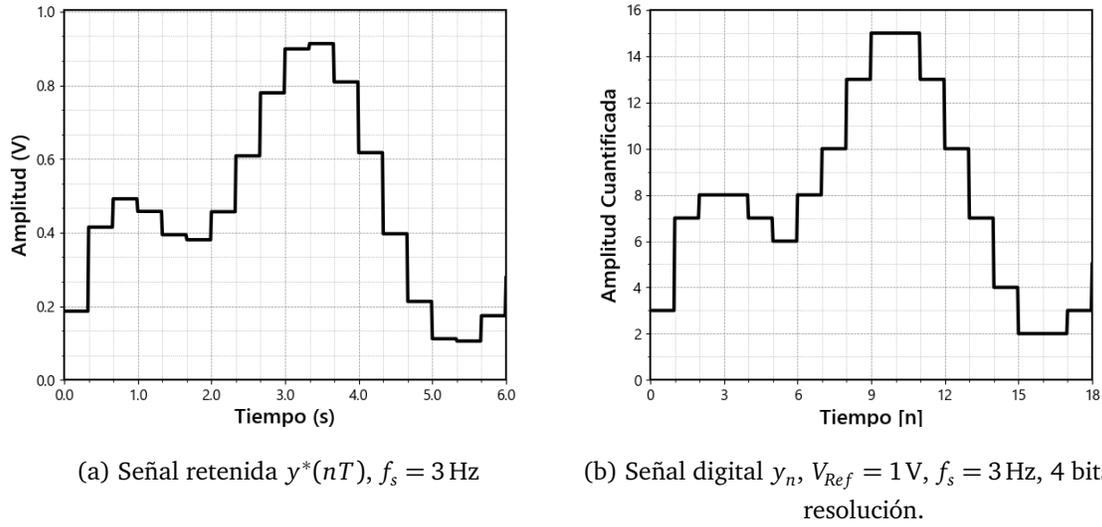


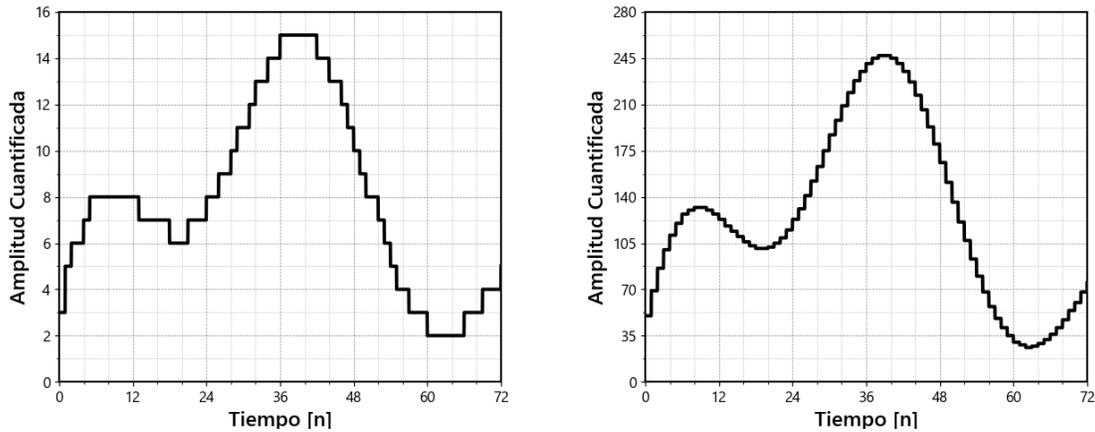
Figura 2.10: Proceso de retención y cuantificación de una señal.

En el proceso de cuantificación y codificación existe un término llamado resolución, valor expresado en bits que indica el número total de valores que un **ADC** puede asignar a una muestra; una resolución de N bits, es capaz de proporcionar 2^N valores diferentes. El cambio mínimo de voltaje que un **ADC** puede detectar está estrechamente relacionado con su resolución, generalmente recibe el nombre de **LSB** (*Least Significant Bit*), puesto que es el valor de voltaje que representa el bit menos significativo del código binario asignado; este valor puede calcularse mediante la siguiente expresión:

$$LSB = \frac{V_{Ref+} - V_{Ref-}}{2^N}, \quad (2.21)$$

donde N es la resolución y V_{Ref+} , V_{Ref-} son los valores de voltaje de referencia positivo y negativo del **ADC**, respectivamente. Los voltajes de referencia no siempre coinciden con los valores máximos de la señal que soporta un **ADC**, por lo que es importante cerciorarse y acondicionar la señal, en caso de ser necesario, para que su amplitud se encuentre dentro de los valores de voltajes mínimos y máximos que el **ADC** pueda manejar.

Así como una baja frecuencia de muestreo puede llevar a una representación de menor calidad de la señal analógica, una baja resolución en el **ADC** también puede introducir errores que distorsionen de manera significativa la forma de onda original; estos efectos



(a) Señal digital y_n , $f_s = 12\text{Hz}$, 4 bits de resolución (b) Señal digital y_n , $f_s = 12\text{Hz}$, 8 bits de resolución.

Figura 2.11: La calidad de la señal digital mejora al aumentar su resolución y su f_s .

pueden ser observados al comparar la señal original en la Figura 2.9a, con su respectiva representación digital al variar su f_s y su resolución en las Figuras 2.10b, 2.11a y 2.11b.

2.2.3. Detector de temperatura resistivo

Un detector de temperatura resistivo (**RTD**: *Resistance Temperature Detector*) es un dispositivo capaz de variar su resistencia eléctrica en función de su temperatura. Típicamente está conformado por un pedazo de alambre de metal enrollado alrededor de un núcleo de cerámica, plástico o vidrio, aunque también puede ser construido a partir de resistores de película delgada plateados en algún sustrato. El metal más usado para su fabricación generalmente es el platino por su gran linealidad, aunque también pueden ser hechos a base de níquel o cobre [18].

La función que relaciona la resistencia $R(T)$ de un **RTD** de platino con la temperatura es descrita analíticamente por la ecuación de *Callendar-Van Dusen*:

$$\text{Para } T < 0^\circ\text{C}: R(T) = R_0(1 + A \cdot T + B \cdot T^2 + C \cdot (T - 100^\circ\text{C}) \cdot T^3), \quad (2.22)$$

$$\text{Para } T \geq 0^\circ\text{C}: R(T) = R_0(1 + A \cdot T + B \cdot T^2), \quad (2.23)$$

donde T es la temperatura en grados Celsius, R_0 es la resistencia del RTD a 0°C y $A = 3.9083 \times 10^{-3} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$, $B = -5.7750 \times 10^{-7} \text{ }^\circ\text{C}^{-2}$, y $C = -4.183 \times 10^{-12} \text{ }^\circ\text{C}^{-4}$ son los coeficientes de la ecuación definidos en el estándar IEC 60751.

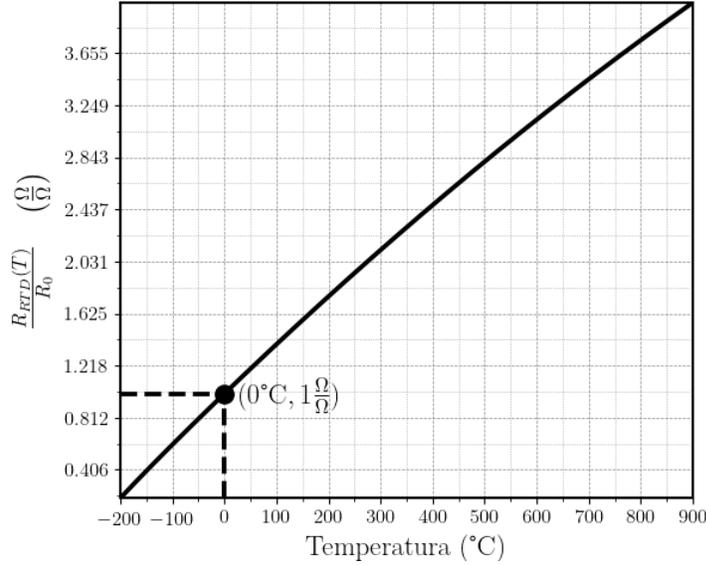


Figura 2.12: Ecuación de Callendar-Van Dusen normalizada.

Existen diversas técnicas para medir resistencias eléctricas, sin embargo cuando se trata de medir pequeñas variaciones en su valor, es muy común hacer uso del puente de Wheatstone, circuito eléctrico que consiste en un arreglo de resistencias ideado por Samuel H Christie y mejorado por Sir. Charles Wheatstone. Es muy utilizado en la instrumentación electrónica, pues bien adaptado, puede ser usado para medir además de resistencias, capacitancias, inductancias o impedancias en general. [19]

En la Figura 2.13 se muestra la estructura del puente de Wheatstone; en él se observa que el voltaje del puente V_W viene dado por la diferencia entre los divisores de voltaje en los nodos A y B:

$$\begin{aligned}
 V_W &= \frac{R_x}{R_x + R_2} \cdot V - \frac{R_3}{R_3 + R_1} \cdot V \\
 &= \frac{R_x R_1 - R_3 R_2}{(R_x + R_2)(R_3 + R_1)} \cdot V,
 \end{aligned} \tag{2.24}$$

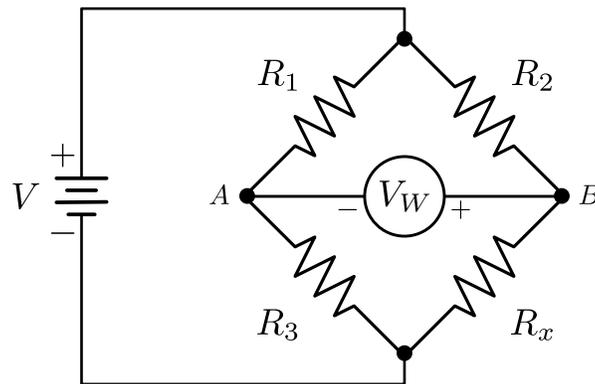


Figura 2.13: Puente de Wheatstone, $V_W = V_B - V_A$.

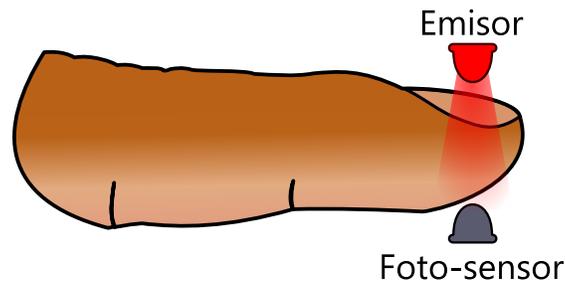
dónde R_x es la resistencia a medir, V es un voltaje constante y R_1, R_2, R_3 son resistencias con valores constantes. En la práctica, para la medición de sensores **RTD** generalmente se escoge $R_1 = R_2$, y R_3 tal que $V_w = 0$ para un valor de interés en $R_x = R(T_0)$. A esta última condición se le conoce como equilibrio del puente.

2.2.4. Fotopletismografía

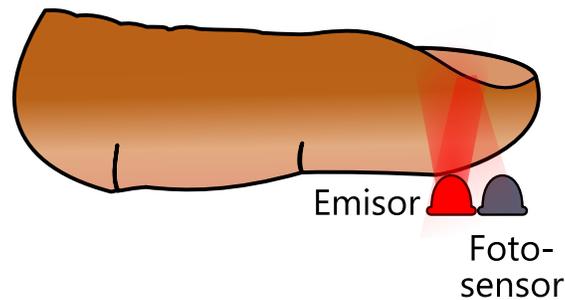
La fotopletismografía (**PPG: Photo-Plethysmography**) es un método óptico-electrónico no invasivo usado para detectar cambios en el volumen del flujo sanguíneo sobre una región de piel en el cuerpo humano. Fue descrita y descubierta por Alrick Hertzman en 1937. Como se muestra en la Figura 2.14, el método consiste en medir la luz transmitida o reflejada en una región de piel de interés en el cuerpo de un individuo.

La fotopletismografía puede ser realizada sobre cualquier región de piel en el cuerpo humano, sin embargo, se prefieren aquellas zonas que cuenten con una cantidad menor de tejido y melanina (pigmento que da color a la piel) con el fin de evitar que se absorba la mayor parte de luz, que complique la medición; estas zonas incluyen los lóbulos en las orejas, labios y las puntas en los dedos de los pies y de las manos, siendo esta última la zona más común para realizar la fotopletismografía.

La señal de fotopletismografía es resultado de la interacción del flujo de sangre arterial y venosa con los sistemas cardíaco, respiratorio y nervioso autónomo, esto permite obtener diferentes parámetros relacionadas a dichos sistemas a partir de su forma de onda. Debido



(a) Transmisión de luz.



(b) Reflexión de luz.

Figura 2.14: Configuraciones para la fotopleletismografía.

a las diferencias físicas de cada individuo, como el grosor y color de piel o cantidad de grasa y músculo en los tejidos, hoy en día no hay un método conocido para la calibración de la fotopleletismografía, implicando que no se pueden comparar amplitudes absolutas entre una persona y otra [20].

Oxigenación de la sangre

Como se mencionó en la Sección 2.1.3 de la frecuencia respiratoria, las funciones del ciclo respiratorio constan del intercambio de gases con el medio y de la difusión y transporte de oxígeno hacia los diferentes tejidos y células del cuerpo. La sangre desoxigenada entra en el corazón y es bombeada a los alvéolos pulmonares para el intercambio de gases: el dióxido de carbono (CO_2) es liberado y la sangre es oxigenada. Posteriormente, la sangre es bombeada de regreso a la aorta y distribuida hacia todo el cuerpo para suministrar el oxígeno requerido por las células para realizar la respiración aeróbica y producir energía [21].

Los glóbulos rojos presentes en la sangre contienen una proteína llamada Hemoglobina; el oxígeno al reaccionar con esta molécula se adhiere a ella, obteniendo como resultado Oxihemoglobina (HbO_2). Una vez transportados los glóbulos rojos con HbO_2 a los diferentes tejidos del cuerpo y hacer contacto con las células, el oxígeno es liberado y la proteína se convierte en Desoxihemoglobina (Hb).

La fotopleetismografía se aprovecha del hecho de que tanto la Desoxihemoglobina, como la Oxihemoglobina, cuentan con un pico en el espectro de absorción de luz con longitudes de onda de los 660 nm (luz roja) y 940 nm (luz infrarroja), respectivamente. Al incidir un rayo de luz con cualquiera de estas longitudes de onda, un foto-sensor es capaz de detectar la luz transmitida o reflejada, obteniendo como resultado una forma de onda similar a la que se muestra en la Figura 2.15.

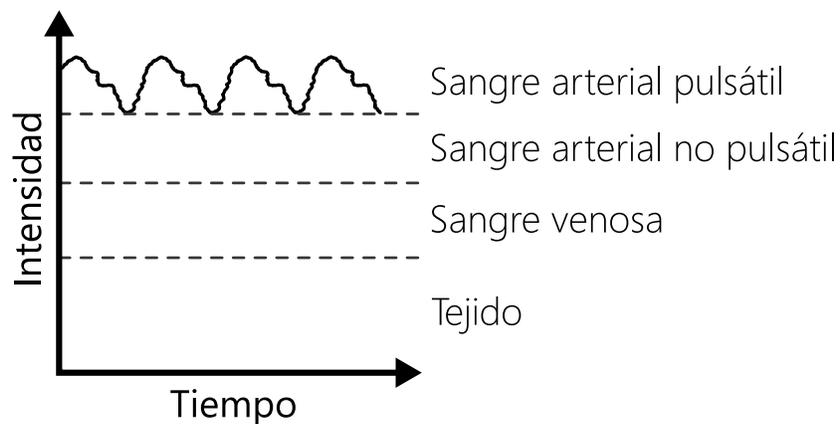


Figura 2.15: Absorción de luz en el foto-sensor para señal de **PPG** debido al tejido y sangre en el cuerpo.

La intensidad de luz debida a la sangre arterial pulsátil refleja diversos parámetros fisiológicos, tales como la tensión arterial, ritmo cardíaco y frecuencia respiratoria. Generalmente la señal es muy débil, por lo que necesita de un proceso de acondicionamiento para poder adquirirla.

2.3. Sistemas embebidos

Un sistema embebido o empotrado, es un sistema de cómputo resultado de la combinación de *hardware*, *software* y en ocasiones de otras partes mecánicas, químicas, etc., las cuales son diseñadas para que en conjunto sean capaces de realizar una función específica [22]. La principal diferencia con una computadora de *propósito-general*, como lo son las *PC's* o los *smartphones*, es que estos últimos son capaces de ofrecer un conjunto muy amplio de soluciones al usuario, además de contar con la capacidad de agregar o quitar características de *software* o *hardware* que no estaban presentes en el sistema original, extendiendo o complementando su funcionalidad.

El elemento más importante de un sistema empotrado es su procesador; la elección de este puede suponer grandes beneficios según la función a realizar, ofreciendo características altamente especializadas: desde un bajo consumo energético que permita al sistema ser usado durante un largo periodo de tiempo, *hardware* capaz de realizar operaciones en una manera más eficiente que sus alternativas o sub-sistemas para la comunicación con otros dispositivos. Los tipos de procesadores más comunes son los microcontroladores o los procesadores digitales de señales (**DSP**: *Digital Signal Processor*), éstos tienen la capacidad de ser “fácilmente” reprogramables mediante *software*, aunque también pueden implementarse mediante **FPGA's** (*Field Programmable Gate Array*).

Diversas aplicaciones cuentan con estrictos requerimientos de tiempo para su correcto funcionamiento, haciendo que los sistemas que lo manejan cuenten con la capacidad de responder rápidamente a eventos externos (latencia) y completar una tarea asignada dentro de un intervalo de tiempo preestablecido (tiempo de vida); si estos sistemas siempre son capaces de cumplir con estos requerimientos críticos, se dice que son de tiempo-real duro, mientras que si solo los cumple la mayoría de las veces pero no siempre, son sistemas de tiempo-real suave [28].

2.3.1. Microcontroladores

Un microcontrolador (μC) es un pequeño sistema de cómputo contenido en un circuito integrado. Consiste de una unidad de procesamiento central y de un conjunto de disposi-

tivos periféricos como memorias, **ADC's**, puertos de entrada-salida, etc. [23]. A diferencia de un microprocesador, los microcontroladores están diseñados para ofrecer un conjunto de módulos de *hardware* empleados en el soporte de acciones de control dentro de un entorno embebido [24].

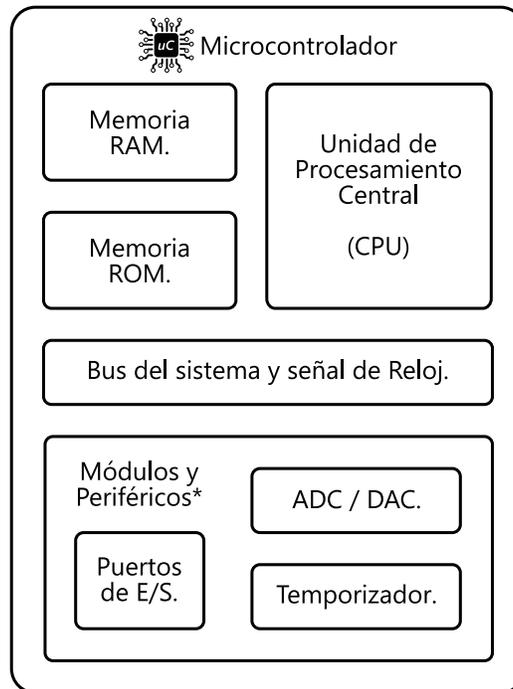


Figura 2.16: Diagrama de bloques de un microcontrolador.

*Los módulos y periféricos pueden variar según el μC .

Como se observa en la Figura 2.16, un microcontrolador está conformado de diferentes elementos:

- **CPU:** la unidad central de procesamiento (**CPU: Central Processing Unit**), es el elemento encargado de interpretar y ejecutar el conjunto de instrucciones contenidos en un programa. Implementa operaciones lógico-matemáticas y es la encargada de coordinar y controlar mediante uno o más buses de datos los módulos y periféricos del sistema.
- **Memoria RAM:** la memoria de acceso aleatorio (**RAM: Random Access Memory**), es una memoria incapaz de retener la información si la alimentación eléctrica es

interrumpida (volátil), usada por el **CPU** para almacenar datos temporales. Se dice que es de acceso aleatorio porque no sigue una secuencia u orden para acceder a una localidad de memoria, además de que el tiempo de acceso es el mismo para cualquier localidad. En los microcontroladores, esta memoria generalmente es de tipo estática (**SRAM**), la cual no necesita de un ciclo de refresco para mantener la información almacenada, además de ofrecer una mayor velocidad de lectura y escritura al estar conformada únicamente por semiconductores.

- **Memoria ROM:** la memoria de solo lectura (**ROM: Read Only Memory**), es un tipo de memoria no volátil usada para almacenar datos de manera persistente, aun cuando el suministro eléctrico sea interrumpido. Aquí es donde se almacena el programa que el **CPU** deberá ejecutar. Por la necesidad del microcontrolador de ser re-programado, existe un sub-tipo de memorias que implementan la capacidad de ser borradas y re-escritas a través de un proceso eléctrico (**EEPROM: Electrically Erasable Programmable Read Only Memory**), cuya forma más avanzada es la memoria *flash*.
- **Bus:** es el elemento responsable de interconectar los diferentes elementos, módulos y periféricos en un sistema de cómputo para el intercambio de datos entre ellos y con el **CPU**.
- **Módulos y periféricos:** son el conjunto de herramientas de *hardware* que caracterizan a un microcontrolador. Pueden ofrecer la capacidad de controlar, monitorizar o comunicarse con un sistema exterior, aunque también pueden otorgar características de uso interno como para el manejo de tiempos. Los elementos más comunes son:
 - **Puertos de E/S:** ofrecen entradas y/o salidas digitales mediante pines; son usados para ofrecer indicadores binarios o leer señales digitales. Contienen una circuitería que conecta internamente los pines a otros módulos o periféricos para extender sus funciones.
 - **Temporizadores:** son elementos encargados del manejo de tiempos. Su función principal es el generar interrupciones al **CPU** para ejecutar pequeños fragmentos de código de manera periódica o en un lapso muy concreto; dependiendo el μC , pueden implementar además características para la medición de frecuencia en señales digitales, o para el control de dispositivos mediante

modulación por ancho de pulsos (**PWM**: *Pulse Width Modulation*).

- **ADC**: los conversores analógico-digital son usados para obtener una representación digital de alguna señal eléctrica analógica.
- **Puerto serial**: módulo capaz de implementar uno o más estándares de comunicación serial para el intercambio de información con otros dispositivos. Los más usados son: **UART** (*Universal Asynchronous Receiver-Transmitter*), **SPI** (*Serial Peripheral Interface*), e **I²C** (*Inter-Integrated Circuit*).

Para la programación de microcontroladores es común usar lenguajes de bajo y medio nivel, tales como el lenguaje ensamblador o el lenguaje C. Este tipo de lenguajes tienen la característica de ejercer un control muy directo sobre el *hardware*, sin embargo, hoy en día con el avance tecnológico y la miniaturización de los circuitos integrados, cada vez es más común encontrar compiladores capaces de traducir y adaptar lenguajes de alto nivel como **C#** o **Java** para trabajar con ciertos microcontroladores, e inclusive, encontrar μC 's con optimizaciones para soportar lenguajes interpretados como **Python**.

2.3.2. Bluetooth de Baja Energía

En el diseño de sistemas embebidos, es muy común la necesidad de intercambiar información con algún otro sistema o dispositivo, existiendo así diversas interfaces de comunicación capaces de enviar y recibir datos para cumplir con dicho propósito.

La transmisión de datos puede darse a través de canales de comunicación alámbrica, mediante cables o fibra óptica, o inalámbrica, a través de radio-frecuencia o luz. Generalmente las soluciones alámbricas ofrecen velocidades superiores en la transmisión de datos, mientras que las tecnologías inalámbricas cuentan con una mayor flexibilidad al tratar con sistemas móviles o rotativos, y cuyos costos de implementación son menores cuando los dispositivos a interconectar se encuentran a unos cuantos metros de distancia [25].

Bluetooth™ es una tecnología de red inalámbrica de área personal (**WPAN**: *Wireless Personal Area Network*), derivada de la especificación **IEEE 802.15.1** que permite a dos o más dispositivos comunicarse en un rango de corto alcance en la banda de radiofrecuencias de los 2.4 GHz para uso industrial, científico y médico (**ISM**: *Industrial, Scientific and*

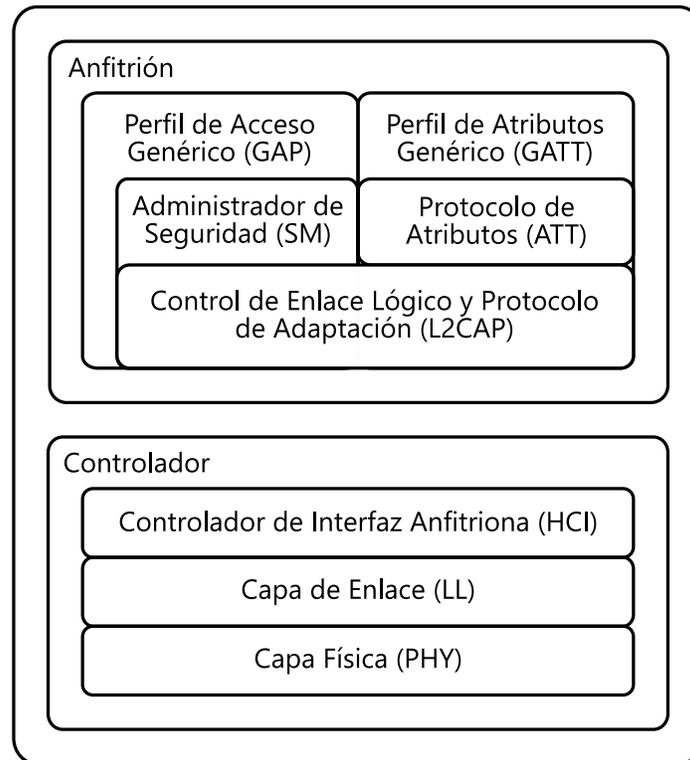


Figura 2.17: Arquitectura de la pila de protocolos **BLE**.

Medical). Bluetooth emergió como la tecnología dominante en redes de corto alcance y se ha mantenido debido a su gran popularidad [26]. Hoy en día es usual encontrarla en dispositivos de interacción directa con el usuario, tales como **PC's** o teléfonos móviles, por lo que su implementación en los sistemas embebidos supone una forma más accesible de interacción y comunicación con estos a un bajo costo.

Desde la especificación **Bluetooth 4.0**, se integró la tecnología Bluetooth de Baja Energía (**BLE: Bluetooth Low Energy**), permitiendo la transmisión de pequeños paquetes de datos con un consumo energético mucho menor que en sus especificaciones anteriores. Como se muestra en la Figura 2.17, la pila de protocolos **BLE** consiste de un controlador y de un anfitrión, separación derivada de los estándares anteriores. Cualquier perfil o aplicación se encuentran por encima de las capas **GAP** y **GATT** de la pila de protocolos [27].

La capa física (**PHY: Physical Layer**), es un radio de modulación por desplazamiento de frecuencia gaussiana con una velocidad de 1 Mbit/s, operando en la banda libre de licencias de los 2.4 GHz.

Perfil de Acceso Genérico

El perfil de acceso genérico (**GAP**: *Generic Access Profile*), es la capa en la pila de protocolos **BLE** responsable del control en la conexión y difusión de un dispositivo **Bluetooth**. Sus funciones son la búsqueda y visibilidad de dispositivos, establecimiento o finalización de enlaces y características de seguridad en la conexión a través del administrador de seguridad (**SM**: *Security Manager*). **GAP** cuenta con 4 roles para la configuración de un dispositivo:

1. **Locutor**: el dispositivo puede anunciarse, pero no establecer una conexión.
2. **Espectador**: el dispositivo puede escanear anunciantes, pero no puede iniciar conexiones.
3. **Periférico**: el dispositivo es un anunciante al que se puede conectar y opera como esclavo en la capa de enlace. Solo puede conectarse a un dispositivo.
4. **Central**: puede escanear e iniciar conexiones. Opera como maestro en la capa de enlace y es capaz de mantener hasta 3 conexiones simultáneas con otros dispositivos.

Al iniciar una petición de conexión con otro dispositivo, **GAP** envía una serie de parámetros que luego podrán ser modificados por cualquiera de los dispositivos cuando la conexión sea establecida exitosamente. Estos parámetros son:

- **Intervalo de conexión**: para conexiones **BLE** se usa un esquema de salto por frecuencias; los dos dispositivos envían y reciben mutuamente datos del otro en un canal y tiempo específicos (Intervalo de conexión). Al cabo de ese tiempo se reencuentran en un nuevo canal escogido por la capa de enlace y comienzan a intercambiar datos (evento de conexión). Si no hay datos para recibir o enviar a la capa de aplicación, ambos dispositivos intercambian datos de la capa de enlace para mantener la conexión activa. El intervalo de conexión puede elegirse en múltiplos de 1.25 ms, con un rango desde 7.5 ms a 40 ms. Como se muestra en la Figura 2.18, en promedio, mientras más grande sea el intervalo de conexión, menor será la corriente consumida, pero también podrán enviarse menos datos por unidad de tiempo.
- **Latencia de esclavo**: este parámetro da la opción a un dispositivo periférico de

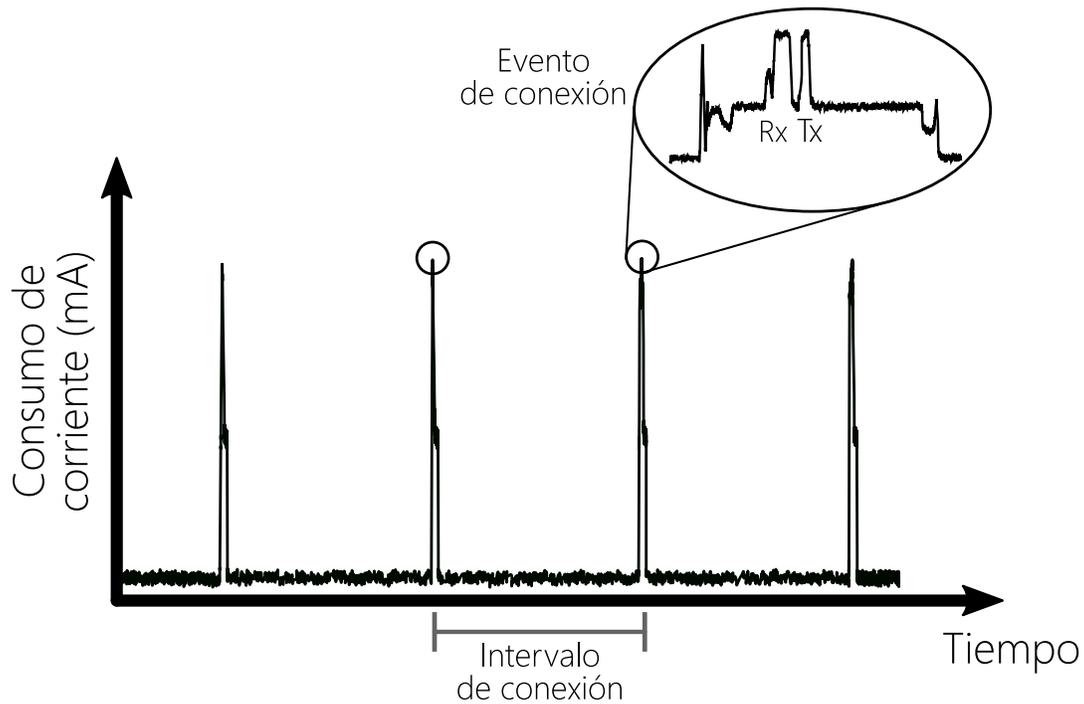


Figura 2.18: Intervalo y evento de conexión.

omitir un número de eventos de conexión; si este no tiene datos que enviar, puede saltarlos y ahorrar energía.

- **Tiempo de supervisión:** es el máximo valor de tiempo transcurrido entre dos eventos de conexión exitosos. Si pasado este tiempo no hay ningún evento de conexión, el dispositivo finaliza la conexión. El parámetro es modificable en múltiplos de 10 ms, con un rango de los 100 ms a los 32 s. Este valor de tiempo debe ser más grande que el tiempo de conexión efectiva, el cual se define como:

Tiempo de conexión efectivo = (Intervalo de conexión) · (1 + Latencia de esclavo).

Perfil de Atributos Genérico

El perfil de atributos genérico (**GATT**: *Generic Attribute Profile*), es la capa que define la manera en que dos dispositivos **BLE** intercambian información. Hacen uso de un protocolo de datos genéricos (**ATT**: *Attribute Protocol*), con el cual es posible almacenar en una tabla los servicios y características relacionados con los datos a intercambiar entre los

dispositivos. **GATT** entra en funcionamiento una vez que **GAP** haya establecido un enlace de conexión exitoso entre dos dispositivos. Desde la perspectiva **GATT**, un dispositivo puede asumir 2 roles:

- Servidor: dispositivo que contiene la base de datos de características y servicios.
- Cliente: dispositivo que lee o escribe datos desde o hacia el servidor.

Estos roles son independientes del perfil de acceso genérico: tanto los dispositivos periféricos como los centrales puede ser clientes o servidores.

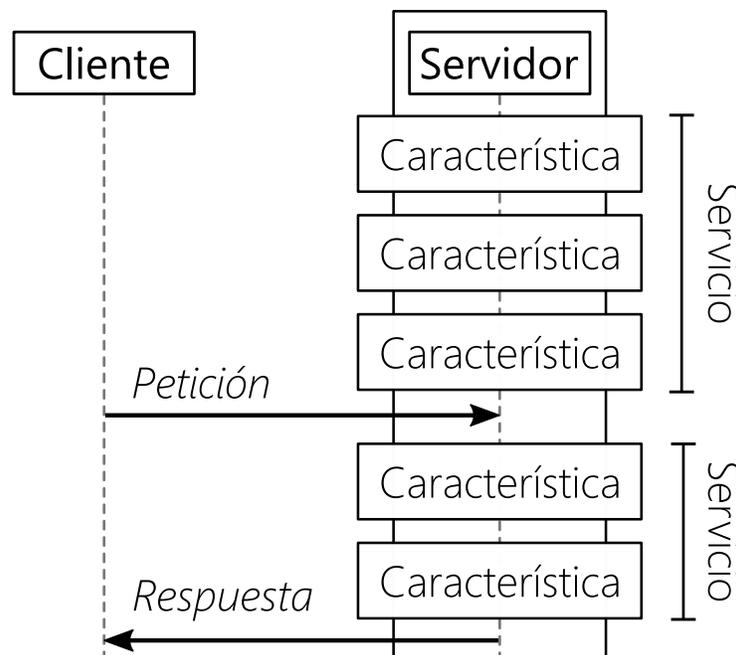


Figura 2.19: Servidor y cliente GATT.

GATT ofrece un conjunto de servicios, los cuales son una colección de características que contienen grupos de información llamados atributos, los cuales son en sí la información a transferir entre dispositivos. Una característica se compone de los siguientes atributos:

- **Valor:** valor del dato de la característica.
- **Declaración:** descripción de las propiedades de almacenamiento, ubicación y tipo del atributo **Valor**.

- **Configuración del cliente:** permite al servidor configurar la característica para ser notificada (envío de mensajes de manera asíncrona) o indicada (envío de mensajes asíncronos con acuse de recibo).
- **Descripción del usuario:** cadena de texto en código **ASCII** que describe la característica.

Los atributos son almacenados en la tabla del servidor y en adición a estos se incluyen las siguientes propiedades para cada atributo:

- **Manejador:** índice del atributo en la tabla.
- **Tipo:** indica que representan los datos en el atributo, es referido como **UUID** (*Universally Unique Identifier*).
- **Permisos:** establece si un cliente puede acceder al valor del atributo y cómo hacerlo.

Controlador de Interfaz Anfitriona

El controlador de interfaz anfitriona (**HCI: Host Controller Interface**), es la capa en la pila de protocolos **BLE** encargada de transportar los comandos y eventos entre el anfitrión y el controlador. En sistemas embebidos, esta capa es implementada a través de llamadas a funciones. Todos los comandos y eventos iniciados por las capas superiores que necesiten comunicarse con el controlador, pasan eventualmente por **HCI** hacia las capas más bajas y viceversa.

Este capítulo abordó y describió diferentes conceptos, sistemas y fenómenos que permitirán dar un sustento teórico formal al trabajo desarrollado. En las partes posteriores de este escrito, se harán menciones a distintas secciones y elementos del presente capítulo de modo de que sirvan como referencia para el lector, además de justificar la metodología usada y los resultados obtenidos en el sistema propuesto.

Capítulo 3

Desarrollo del sistema

En este capítulo se presentan las metodologías utilizadas para llevar a cabo la implementación y desarrollo de un dispositivo electrónico flexible con las capacidades de medir señales fisiológicas. Se presentan los principales sistemas que lo conforman, su propósito, así como su funcionamiento.

3.1. Descripción funcional

La propuesta describe un sistema de instrumentación capaz de adquirir uno o más parámetros fisiológicos de una persona. Como se muestra en la Figura 3.1, este sistema se divide en tres elementos principales: el primer elemento es el individuo al que se le realizará la medición de algunos de sus signos vitales; el segundo es un dispositivo vestible, instrumento portátil capaz de adquirir las señales fisiológicas del cuerpo y transmitir las hacia otro dispositivo; el último es un dispositivo móvil que apoyará con el procesamiento de datos y será el encargado de registrar y desplegar los datos finales al usuario.

Todos los elementos que componen el diseño están pensados para ser escalables, de modo que el hacer un cambio no requiera de una re-estructuración total de alguna o de todas de sus partes. Esto permitiría por ejemplo, desde añadir más sensores para medir diferentes señales o inclusive enlazar diversos dispositivos en una persona, creando así una red de sensores.

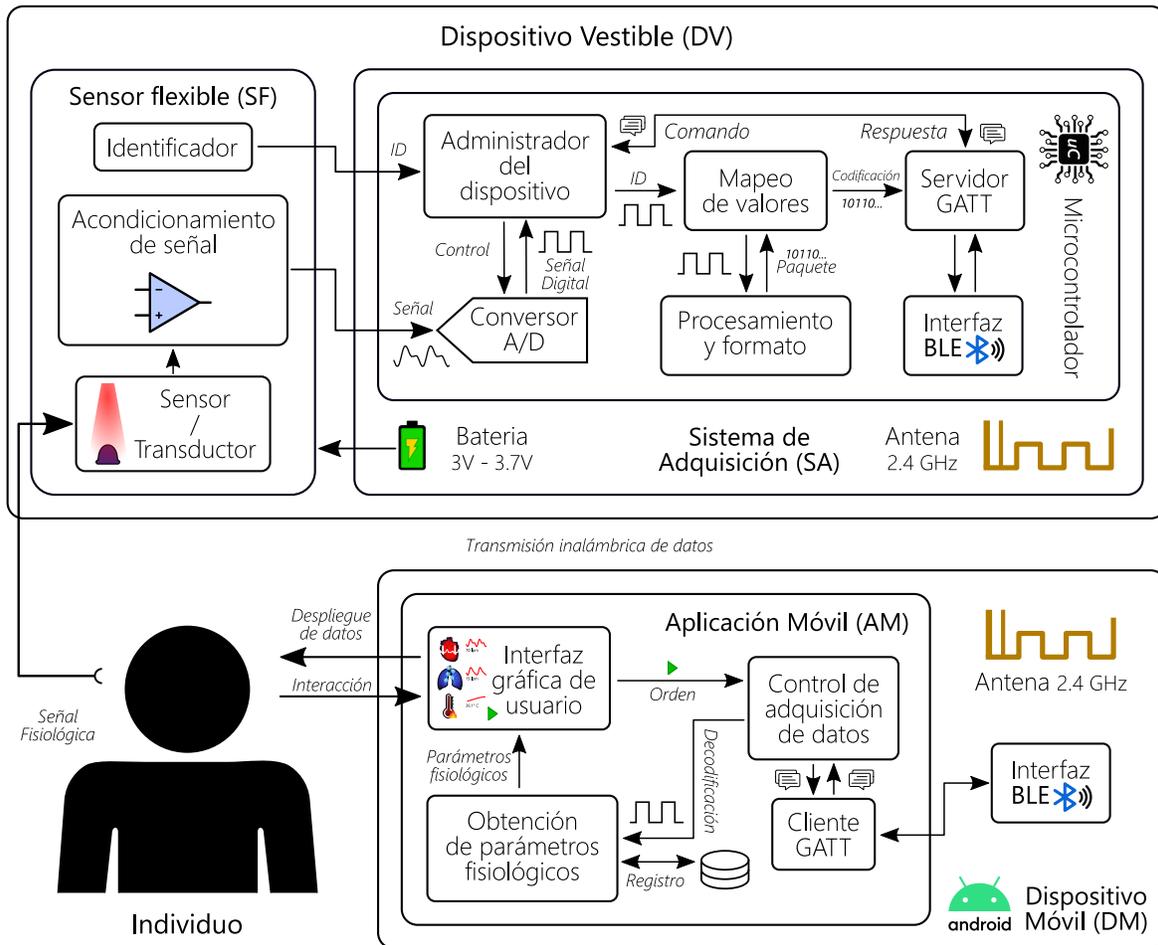


Figura 3.1: Diagrama de bloques que describe la arquitectura general del sistema.

A continuación se describen los principales sistemas que conforman el sistema de instrumentación a implementar:

- **Dispositivo Vestible (DV):** Artefacto que estará en contacto directo con la piel del usuario. Su función es adquirir en tiempo real algunos de sus signos cardinales y enviarlos hacia un dispositivo móvil. Su diseño está pensado para trabajar de manera modular, permitiendo cambiar de sensor en función del parámetro fisiológico de interés; Dada esta característica, dicho dispositivo se divide en dos partes:
 1. **Sensor Flexible (SF):** artefacto flexible que contiene toda la instrumentación electrónica necesaria para convertir, ajustar y acondicionar una señal física en

una señal eléctrica. Para este trabajo se desarrollaron 2 sensores diferentes: el primero relativo a medir temperatura y el segundo relativo a detectar cambios en el flujo sanguíneo mediante la técnica de fotopletismografía, del cual se derivan los parámetros de ritmo cardíaco y respiratorio. Por características que se detallaron en el Capítulo *Fundamentos teóricos*, la ubicación recomendada del sensor de temperatura será en la frente, y del segundo en la yema del dedo.

2. **Sistema de Adquisición (SA):** artefacto cuyo elemento principal es un microcontrolador encargado de adquirir, convertir y procesar las señales analógicas provenientes del SF. Es encargado también de manejar una interfaz de comunicación inalámbrica mediante la tecnología de red BLE para habilitar el envío de datos hacia el dispositivo móvil. El sistema de adquisición es responsable de suministrar energía eléctrica a los sensores flexibles, y por requerimientos de bajo consumo energético y portabilidad, el sistema será alimentado con una batería cuyo valor de tensión esté entre los 3V y 3.7V.
- **Dispositivo Móvil (DM):** es un sistema de cómputo de propósito general con la principal característica de ser pequeño, portable y de contar con capacidades de conexión hacia otros dispositivos. Para fines de este proyecto, este será cualquier teléfono inteligente o tableta que cuente con una versión superior o igual del sistema operativo Android™ 6.0¹ y que además cuenten con la tecnología de red de área personal BLE. Este dispositivo a través de una aplicación móvil (AM) y una interfaz gráfica de usuario (GUI: *Graphical User Interface*), será capaz de comunicarse vía inalámbrica con el sistema de adquisición y enviar comandos para iniciar o detener el proceso de monitorización de parámetros; Una vez empezada la recepción de datos, se comenzarán a analizar haciendo uso de diferentes algoritmos con el fin de extraer la información más útil según el tipo de SF y realizando el despliegue de datos correspondiente al usuario final.

¹Android es una marca registrada por Google LLC

3.2. Sistema de adquisición

El propósito del sistema de adquisición es otorgar una interfaz de *hardware* para recibir, digitalizar, procesar y transmitir las señales provenientes de los distintos sensores flexibles. Su elemento central es el microcontrolador CC2640R2F de la familia Simplelink™ de Texas Instruments. Se optó por este dispositivo ya que ofrece un procesador Arm® Cortex®-M3 de 32 bits, un bajo consumo energético (1.8 V a 3.7 V), una gran velocidad (48 MHz), conversor analógico-digital de 12 bits, flexibilidad en el ruteo de periféricos a los pines de salida, y lo más importante, ofrece controladores, librerías en ROM y un segundo procesador Arm® Cortex®-M0 para la implementación de la tecnología de red de área personal BLE para el envío de datos. El *firmware* desarrollado para este μ C fue escrito en el lenguaje C bajo el entorno de desarrollo integrado (IDE: *Integrated Development Environment*) de Code Composer Studio™.

Sistema de adquisición

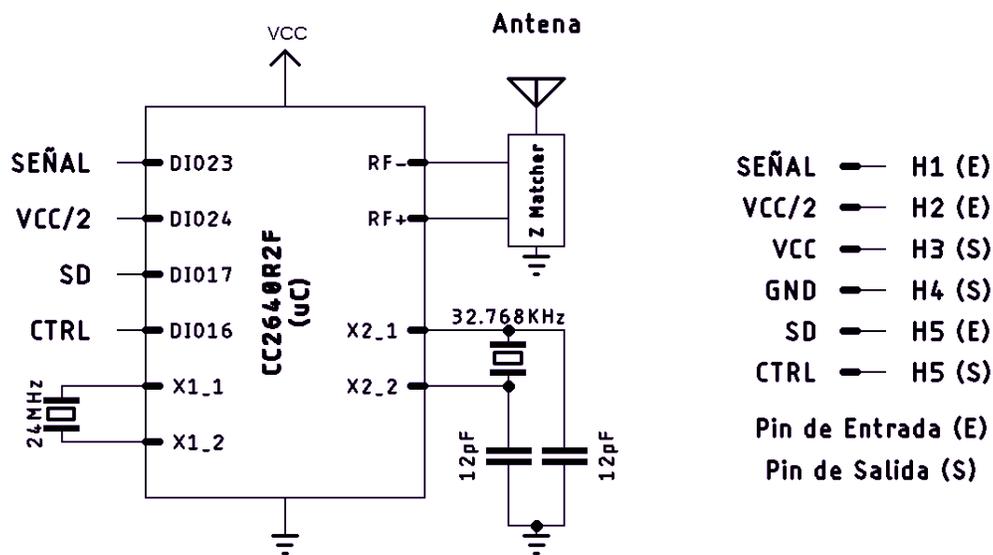


Figura 3.2: Circuito simplificado del sistema de adquisición.

Al ser una interfaz pensada para trabajar con sensores modulares, SA necesita ofrecer un

hardware, métodos y estructuras de datos generalizadas, de manera que el procesador pueda identificar y manejar la información correspondiente a cada sensor. Tal y como se muestra en la Figura 3.2, el sistema proporciona 2 pines para suministro energético (Vcc y GND), 2 entradas analógicas (Señal, y Vcc/2), un pin de entrada digital como identificador (SD) y un pin de salida digital con propósitos de control (CTRL).

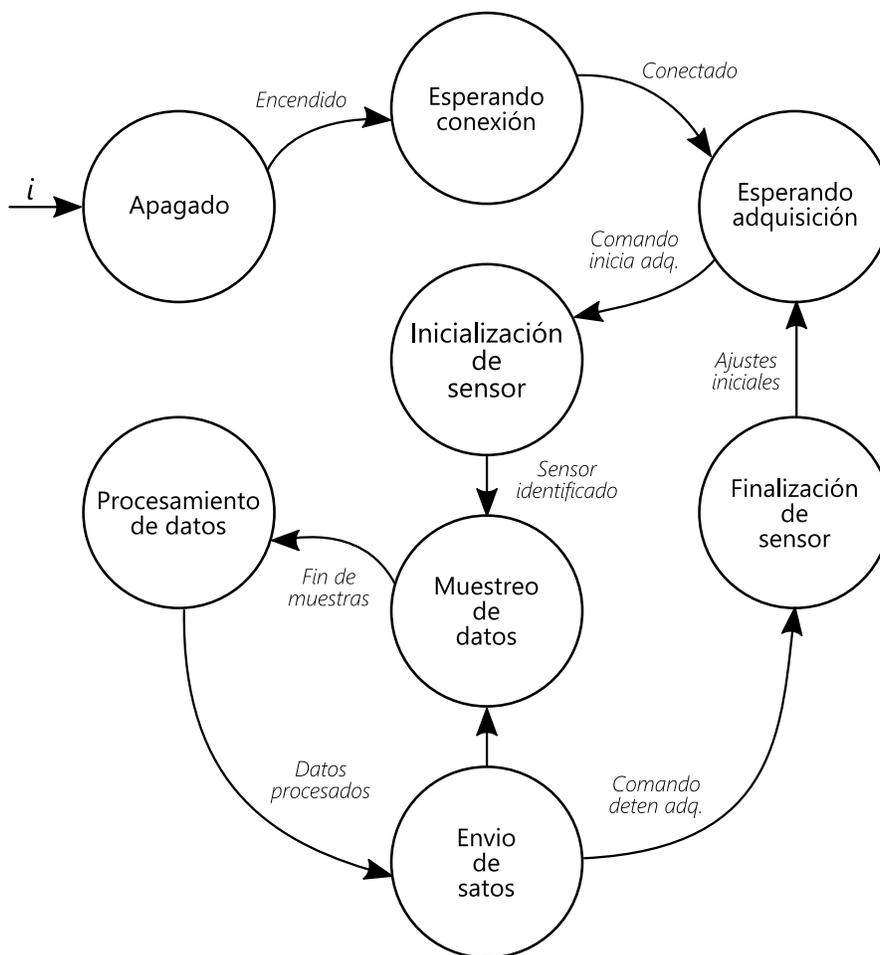


Figura 3.3: Diagrama de estados que describe el comportamiento del Sistema de Adquisición.

Con la finalidad de que el dispositivo vestibular no se encuentre en un estado continuo de adquisición y procesamiento que pudiera afectar el rendimiento energético, se implementó una serie de estados mostrados en la Figura 3.3, que definen el comportamiento

a seguir por el **SA** para realizar estas tareas únicamente cuando sea necesario. Después de encenderse, el sistema se encontrará en un estado de espera hasta establecer una conexión **BLE** con el dispositivo móvil, el cual será el encargado de emitir los comandos correspondientes para empezar y detener la adquisición de datos.

Para permitir el intercambio de información entre dispositivos, el **SA** provee de un servidor **GATT** que contiene una base de datos de los servicios y características a las cuales la aplicación móvil podrá tener acceso. Adicionalmente a los servicios incluidos en las librerías proporcionadas por el fabricante, se registró un nuevo servicio propio de la aplicación, “**Flex_Service**”, con 3 características descritas en la Tabla 3.1.

Tabla 3.1: Servicio implementado para el intercambio de datos entre dispositivos.

Servicio GATT “Flex_Service”			
UUID	Propiedades	Característica	Descripción
0xFFFF1	Escritura	Rx_Msg	Buffer de 5 bytes donde el DM puede enviar comandos.
0xFFFF2	Notificación	Tx_Msg	Buffer de 5 bytes donde el SA puede enviar información genérica.
0xFFFF3	Notificación	Sens_Data	Buffer de 16 bytes donde el SA envía datos provenientes del sensor.

Las primeras dos características están pensadas para recibir y enviar comandos, así como de compartir información relacionada al sensor; ambas se apoyan en la estructura de datos **Message**, mostrada en el Código 3.1, con el fin de encapsular en un mismo tipo de dato la petición de la aplicación móvil. Por otro lado, mediante la característica **Sens_Data** se notifican y envían los datos procesados provenientes del sensor flexible.

Cuando la aplicación móvil envía una petición al sistema de adquisición, lo hace codificando la información en 5 bytes: el primero codifica la acción a realizar y el tipo de parámetro que es requerido, mientras que en los 4 bytes restantes se almacena el o los valores del parámetro a actualizar; al recibir el paquete de datos los bytes son decodifi-

```

typedef union{
    float    fValue; // 1·(4 Bytes)
    int8_t   iValue8[4];    uint8_t   uiValue8[4]; // 4·(1 Byte)
    int16_t  iValue16[2];   uint16_t  uiValue16[2]; // 2·(2 Bytes)
    int32_t  iValue32;      uint32_t  uiValue32; // 1·(4 Bytes)
}MsgData;

typedef struct{
    uint8_t  action; //Orden (Ninguna, obtener, establecer, iniciar, detener).
    uint8_t  param; //Descripción (Ninguna, sensor, estado, muestreo, ganancia).
    MsgData  data; //Arreglo numérico de datos (Máx 4 Bytes).
}Message;

```

Código 3.1: Una unión permite almacenar diferentes tipos de datos en la misma localidad de memoria.

cados y guardados en la estructura **Message**. El sistema de adquisición puede responder al dispositivo móvil con el mismo formato.

Con la finalidad de evitar el código repetitivo y hacer más sencillo el registro de un sensor nuevo, se decidió definir una estructura de datos genérica de nombre “**Device**”, mostrada en el Código 3.2, capaz de almacenar y manejar las características y rutinas para la inicialización y procesamiento de datos en un sensor cualquiera; La idea es registrar en una tabla todos los sensores compatibles (hasta ahora temperatura, fotopleletismografía y nulo), y mediante un identificador obtener el apuntador a la estructura del sensor detectado.

```

typedef void DeviceRun;
typedef void DeviceInit;
typedef void DeviceADC_Callback;

typedef DeviceRun (*DeviceRun_p)(bool);
typedef DeviceInit (*DeviceInit_p)(bool);
typedef DeviceADC_Callback (*DeviceADC_Callback_p)(uint16_t*, uint16_t);

typedef struct{
    DeviceType tipo; //Tipo de sensor.
    uint8_t estado; //Estado del sensor.
    uint8_t identificador; //Identificador.

    //De un sensor se pueden derivar hasta 2 señales distintas

    uint8_t tamSig1; //Tamaño de la señal 1.
    DataType tipSig1; //Tipo de datos señal 1.

    uint8_t tamSig2; //Tamaño de la señal 2.
    DataType tipSig2; //Tipo de datos señal 2.

    uint8_t muestras; //Muestras ADC por bloque de procesamiento.
    uint32_t sampleFreq; //Frecuencia de muestreo.

    DeviceInit_p enciende; //Rutina de inicialización

```

```
DeviceRun_p inicia;           //Rutina de inicio de adquisición.
DeviceADC_Callback_p procesa; //Rutina de procesamiento.
Message tarea;                //Comando pendiente
}Device;

//Apuntador al dispositivo identificado
Device* sensorActual = &sensorNulo;
```

Código 3.2: La estructura pretende encapsular la información y métodos relacionados a un sensor flexible, evitar el código repetitivo y hacerlo más entendible.

La aplicación desarrollada en el sistema de adquisición incluye un manejador de los sensores flexibles, el cual es responsable de la identificación, inicialización, mapeo de valores, y formato de datos para cada tipo de sensor. Los métodos más relevantes que el manejador implementa son:

- 1.- `void ejecutaTareaPendiente();`
 - 2.- `bool revisaNuevoSensorFlexible();`
 - 3.- `void finDeMuestreoADC(uint16_t* datosCrudos, uint8_t canal);`
 - 4.- `bool obtenDatosListosParaEnviar(uint8_t* datos, uint8_t señal);`
1. Función encargada de revisar si existe una orden o comando proveniente del dispositivo móvil, que en cuyo caso afirmativo, se procederá a responder o ejecutar la petición. Aquí es donde el sistema de adquisición podrá identificar, inicializar o finalizar un sensor flexible (sí es que hay conectado uno), además de comenzar o detener con el muestreo, procesamiento y envío de datos correspondiente.
 2. Método que retorna un valor verdadero si se ha conectado un tipo de sensor diferente al último identificado (como condición inicial se establece el sensor nulo). Actualmente, para identificar un sensor basta con leer el pin digital **SD**: un '1' lógico corresponde al sensor de fotopleletismografía, mientras que un '0' lógico corresponde al de sensor de temperatura. Si el sensor detectado no corresponde con el último identificado, el método detiene y restablece a sus condiciones iniciales las rutinas de adquisición, procesamiento y envío de datos.
 3. Interrupción por software que devuelve las muestras provenientes del **ADC**. El método envía los datos al dispositivo identificado mediante su rutina `adcCallback`, bloqueando durante su ejecución los buffers de datos a cualquier otro método para evitar la lectura y escritura que pudieran corromper la información almacenada. Esto se debe a que tanto el controlador **BLE** como el **ADC**, trabajan de manera así-

crona, existiendo la posibilidad de que el momento de enviar datos no coincida con el fin de adquisición y procesamiento de las muestras de un paquete, perdiendo información en el proceso, o peor aún, sobre-escribiendo de manera paralela los datos que están siendo leídos.

4. Este método es llamado por una rutina periódica encargada de enviar los datos procesados a través de **BLE**. Su objetivo es revisar que los buffers estén desbloqueados y para aquellos que contengan información, enviar junto con una cabecera de 2 bytes aquel de mayor prioridad. La cabecera incluye el tipo de sensor, el tipo de señal (de un sensor se puede derivar más de una señal), el tipo de dato (entero, flotante, signado, etc) y el número de datos en el buffer (el número de datos multiplicado por el tamaño del tipo de dato no puede superar los 14 bytes).

3.3. Señal de temperatura

La instrumentación electrónica desarrollada para la medición de este parámetro fisiológico gira entorno del detector de temperatura resistivo **Pt100**. Basado en la Sección 2.1.1 de temperatura corporal, la medición debe contemplar el rango de temperaturas de los 32 °C a los 44 °C.

Ya que el sensor estará en contacto directo con la piel, aunado que los cambios en la resistencia del **RTD** debidos a su temperatura son muy pequeños, y el voltaje de alimentación es igualmente bajo, se optó por usar un puente Wheatstone junto con el amplificador de instrumentación INA317 de Texas Instruments, de modo que se elimine el voltaje común entre las terminales del puente, y se amplifique la señal para su adquisición. La resistencia $R(T)$ del Pt100 varía en función de su temperatura T y para valores de 0 °C a 850 °C está caracterizado mediante la siguiente expresión:

$$R(T) = 100 \Omega (1 + (3.9083 \times 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1})T + (-5.775 \times 10^{-7} \text{ } ^\circ\text{C}^{-2})T^2). \quad (3.1)$$

El INA317 requiere de un voltaje de referencia V_{REF} que deberá encontrarse a la mitad de los voltajes de polarización del amplificador. Ya que el circuito es alimentado por una

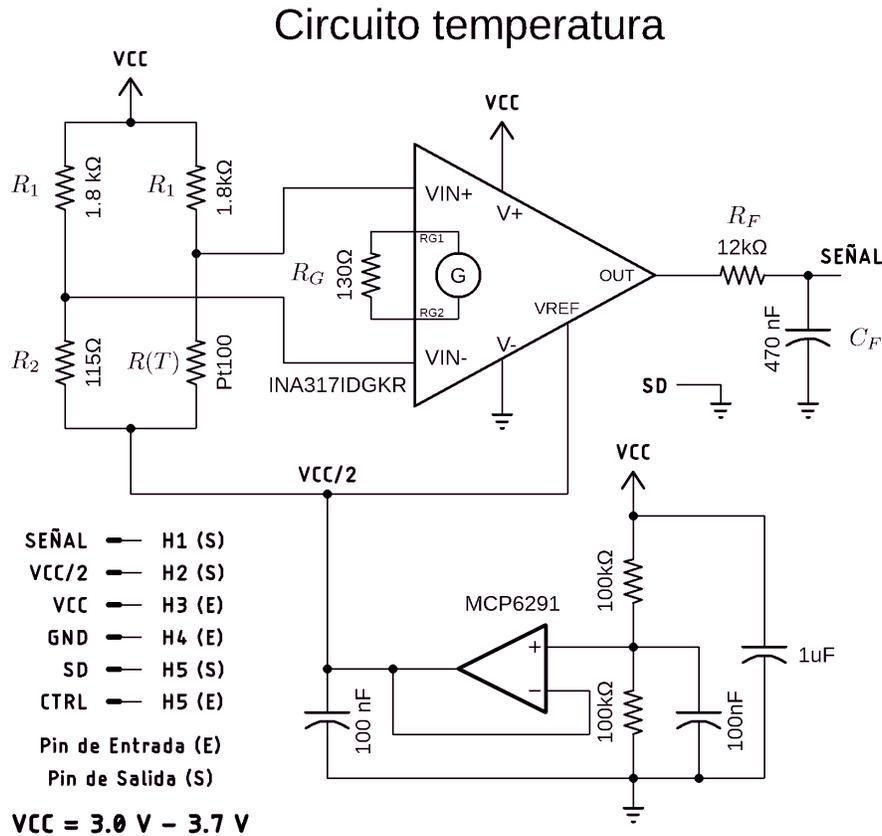


Figura 3.4: Esquemático del circuito electrónico implementado para medir la temperatura corporal.

fuente única de voltaje, es necesario crear una *tierra falsa*, cuyo valor se encontrará a la mitad de V_{cc} y se usará para la referencia en el amplificador de instrumentación; para esto, se usa un amplificador operacional en configuración de buffer de un divisor de voltaje capaz de entregar el valor requerido $V_{cc}/2$. De aquí en adelante, salvo que se indique lo contrario, todos los voltajes de este circuito y sus respectivas ecuaciones estarán referenciadas a la *tierra falsa*.

Según el fabricante, el voltaje de salida en el INA317 es descrito por la siguiente expresión:

$$V_o = \left(1 + \frac{100\text{k}\Omega}{R_G} \right) (V_{IN+} - V_{IN-}), \quad (3.2)$$

donde V_{IN+} y V_{IN-} son los divisores de voltaje en las ramas del puente de Wheatstone: el primero es dependiente del valor resistivo del **RTD**, mientras que el otro es un valor

constante; de estos valores interesa su diferencia de voltaje: $V_w(T) = V_{IN+} - V_{IN-}$. Las ecuaciones que describen los divisores de voltaje en el puente, así como su diferencia, están dadas por:

$$V_{IN+} = \frac{V_{cc}}{2} \cdot \frac{R(T)}{R_1 + R(T)} ; \quad V_{IN-} = \frac{V_{cc}}{2} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}, \quad (3.3)$$

$$W_R(T) = \frac{2}{V_{cc}} (V_{IN+} - V_{IN-}), \quad (3.4)$$

$$\implies V_w(T) = \frac{V_{cc}}{2} W_R(T). \quad (3.5)$$

El propósito de crear una ecuación intermedia $W_R(T)$, es que al momento de desarrollarla se observa que depende de los valores de resistencia del puente y del voltaje de alimentación V_{cc} . Esto será de utilidad para la realización de ciertos cálculos y en el proceso de caracterización del sensor.

El fabricante de la Pt100 recomienda que la corriente que pueda fluir por este sensor (I_{RTD}), sea menor a 1.0 mA, de modo que la potencia disipada en forma de calor por éste no sea lo suficientemente elevada como para causar un auto-calentamiento en más de 0.1 °C que pudiera afectar la medición; de modo que:

$$I_{RTD} = \frac{V_{cc}}{2} \left(\frac{1}{R_1 + R(T)} \right) < 1.0 \text{ mA}. \quad (3.6)$$

La ley de Ohm establece que a menor resistencia o mayor voltaje, la corriente aumenta, y ya que $R(T)$ es creciente en el intervalo de interés [32, 44] °C, mientras menor sea la temperatura T , menor será $R(T)$, de modo que para encontrar la corriente máxima, V_{cc} debe ser máximo y T debe ser mínimo. Sustituyendo $T_{min} = 32^\circ\text{C}$ y $V_{ccMax} = 3.7\text{V}$ en la Ecuación 3.6:

$$\frac{3.7\text{V}}{2(R_1 + R(32^\circ\text{C}))} < 1 \times 10^{-3} \text{ A}, \quad (3.7)$$

$$\implies R_1 > 1737.56 \Omega. \quad (3.8)$$

Tomando el valor comercial más cercano, se establece $R_1 = 1.8 \text{ k}\Omega$.

Por simplicidad, para encontrar el valor de R_2 se establece que la condición de equilibrio del puente debe estar lo más cercano posible a la mitad del intervalo de medición, es decir, cerca de 38°C . Esto es:

$$V_{IN+} = V_{IN-} \implies \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{R(38^\circ\text{C})}{R_1 + R(38^\circ\text{C})},$$

$$\therefore R_2 = R(38^\circ\text{C}) \approx 114.76 \Omega. \quad (3.9)$$

Puesto que se requiere especial precisión para la condición de equilibrio del puente, para R_2 no se elegirá el valor comercial más cercano, sino que se truncará a 115Ω , valor que puede conseguirse en algunas tiendas especializadas en componentes eléctricos.

Como requerimiento del sistema de adquisición, es indispensable que la señal a medir se encuentre dentro del rango de voltaje de alimentación ($-V_{cc}/2$ a $V_{cc}/2$, o de 0V a V_{cc} referenciados a tierra). Es importante escoger el valor de R_G en la Ecuación 3.2, de modo que se pueda aprovechar el mayor rango de voltaje que pueden tomar las lecturas en el intervalo de interés, tal que:

$$|V_o(T)| \leq \frac{V_{cc}}{2}, \quad \forall T \in [32, 44]^\circ\text{C}, \quad (3.10)$$

desarrollando con las Ecuaciones 3.2 y 3.5, se llega a que:

$$R_G \geq 100 \text{ k}\Omega \left(\frac{1}{|W_R(T)|} - 1 \right)^{-1}, \quad \forall T \in [32, 44]^\circ\text{C}, \quad (3.11)$$

Al analizar el comportamiento de la Inecuación 3.11 mediante la Figura 3.5, se llega a la conclusión de que R_G debe ser mayor o igual al valor que toma en $T = 32^\circ\text{C}$:

$$R_G \geq 100 \text{ k}\Omega \cdot \left(\frac{1}{|W_R(32^\circ\text{C})|} - 1 \right)^{-1}, \quad (3.12)$$

$$\implies R_G \geq 125.61 \Omega. \quad (3.13)$$

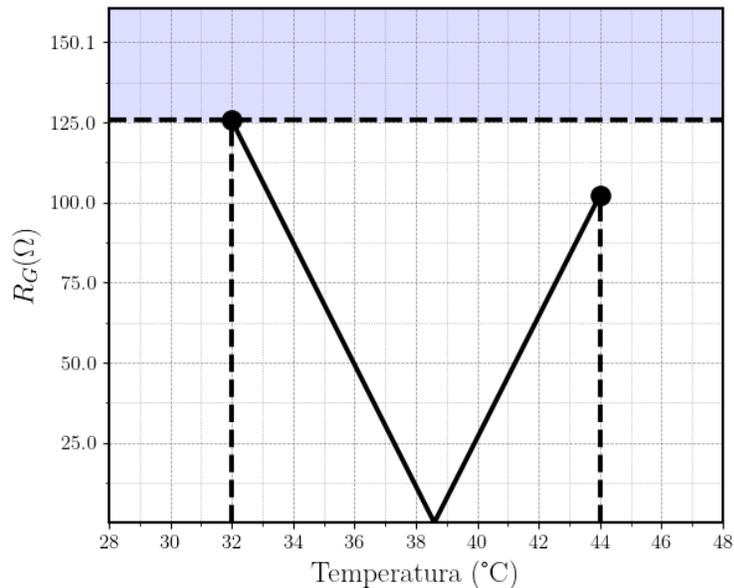


Figura 3.5: Inecuación correspondiente a la Expresión 3.11.

Al tomar en cuenta el error que pueden introducir los componentes eléctricos al diferir su valor real de su valor nominal, se escoge entonces $R_G = 130 \Omega$, resistencia cuyo valor igualmente puede ser conseguido en tiendas especializadas.

A la salida del amplificador de instrumentación se añade un filtro anti-aliasing (paso-bajas), con el objetivo de limpiar la señal de las frecuencias superiores a $f_s/2$ antes de realizar el proceso de conversión analógico-digital. Esto no afecta a la señal de interés, pues la frecuencia de muestreo se estableció en $f_s = 10\text{Hz}$ y los cambios de resistencia en el RTD debidos a la temperatura en el cuerpo humano son de muy baja frecuencia (prácticamente corriente directa).

3.4. Señal de fotopletoisografía

Basado en el hecho de que la oxihemoglobina tiene un pico de absorción de luz con longitud de onda $\lambda = 940\text{nm}$ (**IR: Infrarrojo**), se diseñó un circuito electrónico capaz de obtener la señal de fotopletoisografía a partir de las ausencias de absorción de luz en la proteína, de la cual se pueden derivar diversos parámetros fisiológicos relacionados

con los sistemas cardíaco, respiratorio y nervioso autónomo. Para el sensor flexible que realizará la fotopleletismografía, las variables de interés son el ritmo cardíaco y la frecuencia respiratoria; si bien el circuito puede ser diseñado para obtener de una manera más directa cada uno de estos parámetros, esto implicaría aumentar la complejidad del circuito y con ello, su tamaño, consumo energético y costo, optando entonces por obtener los parámetros de interés mediante *software*.

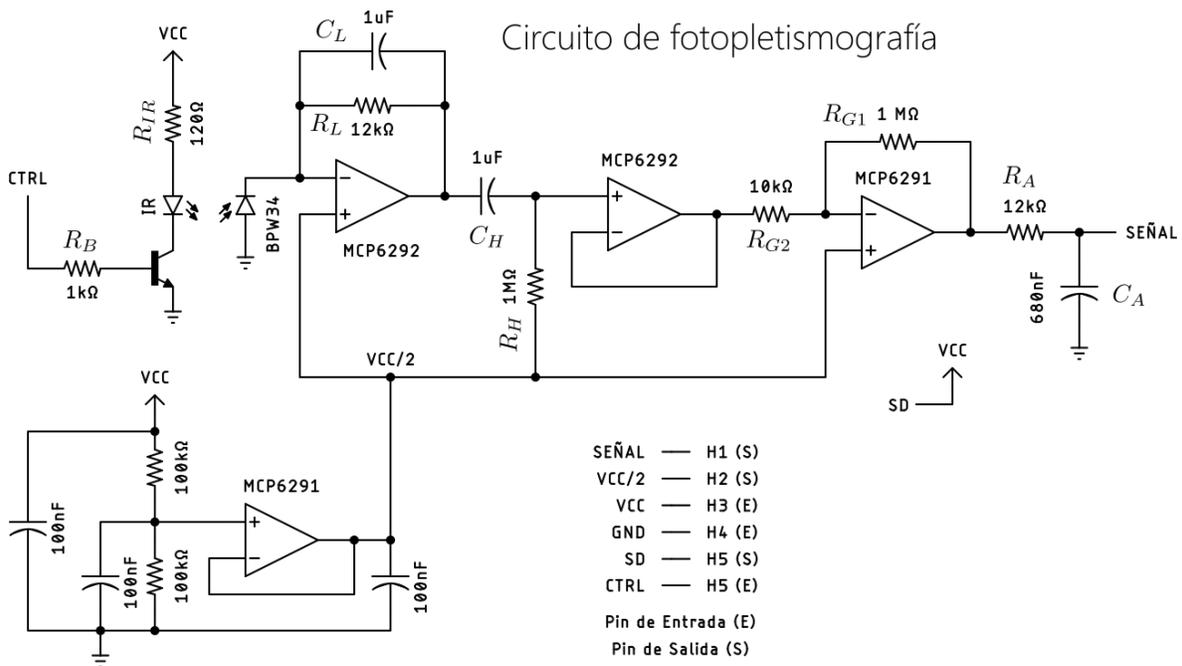


Figura 3.6: Circuito desarrollado para la obtención de la señal de fotopleletismografía.

Similarmente al circuito de temperatura, se implementó una *tierra falsa* a la mitad del voltaje de alimentación con el objetivo de permitir la implementación de un filtro paso-altas. De igual manera, salvo que se indique lo contrario, todos los voltajes en este circuito estarán referenciados a $V_{cc}/2$.

Es importante asegurar que la señal de fotopleletismografía cubra el ancho de banda requerido por sus parámetros derivados; en la sección **Signos Vitales**, se describieron los intervalos de frecuencia de ambos parámetros, oscilando para todas las edades entre los 50 lpm a 208.75 lpm para el ritmo cardíaco y de 12 rpm a 80 rpm para la frecuencia respiratoria. Esto permite deducir que el ancho de banda de la señal debe contener como

menos las frecuencias desde los 0.2Hz hasta los 3.48Hz, eligiendo para este circuito un ancho de banda de:

$$BW = f_2 - f_1 = 13.35 \text{ Hz}, \quad (3.14)$$

donde $f_1 = 0.15 \text{ Hz}$ y $f_2 = 13.5 \text{ Hz}$.

El método de **PPG** que este circuito implementa, es mediante la reflexión de luz proveniente de un diodo emisor de luz (**LED: Light Emitting Diode**), con una longitud de onda λ cercana a los 940 nm hacia un foto-diodo con un pico de absorción en una longitud de onda del mismo valor. Por cuestiones de ahorro de energía y de la corriente de suministro máxima que el microcontrolador puede entregar en los puertos digitales de salida, el **LED** será controlado por un transistor que operará en las regiones de corte y de saturación, al variar con el pin digital de entrada **CTRL** la corriente que fluye por su base.

Para bajas frecuencias, la señal que un foto-diodo entrega puede ser modelada como una fuente de corriente variable, por lo que es útil convertirla a una señal de voltaje mediante un amplificador de transimpedancia; este primer bloque en el circuito añadirá además una ganancia y un filtro paso-bajas para amplificar y limitar el ancho de banda de la señal. Al analizar en el dominio de Laplace el circuito mostrado en la Figura 3.6, se puede deducir por las propiedades de los amplificadores operacionales y por la ley de corrientes de Kirchhoff que:

$$I_D(s) = V_{LPF}(s) \left(\frac{1}{R_L} + sC_L \right) \implies V_{LPF}(s) = \frac{R_L}{1 + sR_L C_L} I_D(s), \quad (3.15)$$

donde las variables de estado $I_D(s)$ y $V_{LPF}(s)$ representan la corriente del fotodiodo como entrada y su conversión a una señal de voltaje amplificada y filtrada como salida, respectivamente. La función de transferencia objetivo del amplificador de transimpedancia viene dada por un filtro paso-bajas de primer orden:

$$H_L(s) = \frac{V_{LPF}(s)}{I_D(s)} = G_1 \left(\frac{1}{1 + \frac{s}{2\pi f_{c2}}} \right). \quad (3.16)$$

Se determinó una ganancia inicial $G_1 = 12,000$ y una frecuencia de corte $f_{c2} = f_2$. A partir las Ecuaciones 3.16 y 3.15 se obtienen los valores para $R_L = 12 \text{ k}\Omega$ y $C_L = 1 \text{ }\mu\text{F}$.

Como segunda etapa en el circuito se implementó un filtro paso-altas de primer orden con una $f_{c1} = f_1$ y $G_2 = 1$ para eliminar la componente de corriente directa debida a la absorción de luz en el tejido, sangre venosa y sangre arterial no pulsátil en la señal de fotopleletismografía, manteniendo únicamente las componentes debidas a la sangre arterial pulsátil; del circuito se obtiene que:

$$V_{HPF}(s) = \left(\frac{sR_H C_H}{1 + sR_H C_H} \right) V_{LPF}(s), \quad (3.17)$$

y la función de transferencia objetivo es:

$$H_H(s) = \frac{V_{HPF}(s)}{V_{LPF}(s)} = G_2 \left(\frac{\frac{s}{2\pi f_{c1}}}{1 + \frac{s}{2\pi f_{c1}}} \right), \quad (3.18)$$

donde $V_{HPF}(s)$ es el voltaje de salida del filtro paso-altas. Para conseguir la ganancia unitaria, basta con implementar una configuración de buffer en el amplificador operacional. Se escoge un valor arbitrario para $C_H = 1 \mu\text{F}$, a partir del cual se encuentra la resistencia correspondiente $R_H = 1 \text{M}\Omega$.

Dado que el fotodiodo detecta la luz reflejada y lo que interesa obtener es la no absorción de la oxihemoglobina, basta con invertir la señal proveniente de la etapa anterior. Para esto se implementa como tercer etapa un amplificador inversor, cuya salida $V_G(s)$ será la señal invertida con una ganancia G_3 de +40 dB:

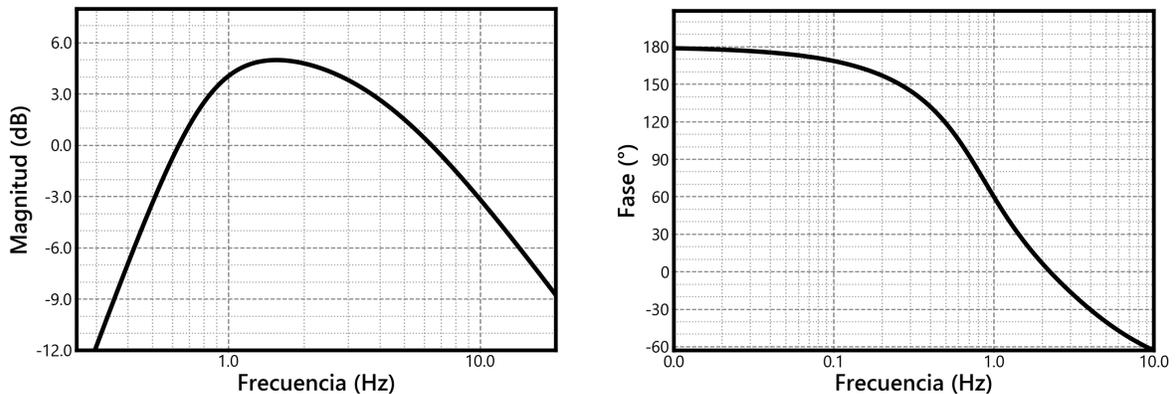
$$V_G(s) = -\frac{R_{G1}}{R_{G2}} V_{HPF}(s), \quad (3.19)$$

se escoge un valor arbitrario para $R_{G2,1} = 1 \text{M}\Omega$, a partir del cual es posible encontrar $R_{G2,2} = 10 \text{k}\Omega$. Finalmente, la última etapa consiste en un filtro anti-aliasing para el proceso de muestreo y adquisición de datos por el ADC.

3.5. Obtención de ritmo cardíaco

El sistema de adquisición se hará cargo de la conversión **A/D** de la señal de fotopletismografía, de la derivación de la señal de ritmo cardíaco y del envío de la señal digital a la aplicación móvil, en donde un algoritmo obtendrá finalmente el número de latidos por minuto para mostrarlos en la interfaz gráfica de usuario. La única razón para no procesar todo dentro del **SA**, es por el deseo de visualizar gráficamente la señal en tiempo real dentro de la aplicación móvil, y ya enviada la información, beneficiarse del superior poder computacional del dispositivo móvil frente al **SA**.

Del ritmo cardíaco, el parámetro de interés es precisamente una de las frecuencias en la señal de fotopletismografía; la herramienta más común para analizar y determinar aquella o aquellas componentes espectrales que predominan en una señal discreta es la transformada discreta de Fourier, sin embargo, resulta ser costosa en recursos de cómputo y un tanto lenta, especialmente si los requerimientos especifican un porcentaje de error bajo en el cálculo de la frecuencia. Es por esta razón que se optó por el uso de un filtro digital aplicado en la señal de **PPG**, limitando el ancho de banda al correspondiente del ritmo cardíaco y a partir de un algoritmo de detección de picos, determinar la frecuencia de la señal.



(a) Respuesta en frecuencia.

(b) Respuesta en fase.

Figura 3.7: Respuesta del filtro paso-banda para obtención de señal de ritmo cardíaco.

El filtro digital aplicado está basado en un filtro paso-banda analógico, producto de la concatenación de un Butterworth paso-alta de segundo orden y otro paso-baja de primer orden con una ganancia $G = +6$ dB, $f_{c1} = 0.83$ Hz y $f_{c2} = 3.7$ Hz. La respuesta en frecuencia y en fase del filtro se muestran gráficamente en la Figura 3.7, mientras que la función de transferencia en el dominio de Laplace que describe el comportamiento del filtro es descrita por la siguiente ecuación:

$$H(s) = 46.49 \left(\frac{s^2}{s^3 + 30.62s^2 + 198.65s + 632.26} \right) \quad (3.20)$$

Debido a que $H(s)$ describe el comportamiento de un filtro aplicado a una señal que se encuentra en el dominio del tiempo continuo, y al trabajar con señales digitalizadas el dominio temporal se hace discreto, es necesario encontrar un equivalente del filtro para trabajar con señales en tiempo discreto; Esto se logra al aplicar la transformada bilineal a $H(s)$ con una frecuencia de muestreo $f_s = 40$ Hz. La función de transferencia que describe el comportamiento del filtro digital equivalente en el dominio de Z está dada por la siguiente ecuación:

$$H(z) = \frac{1}{2.43} \left(\frac{1 - z^{-1} - z^{-2} + z^{-3}}{1 - 2.36z^{-1} + 1.83z^{-2} - 0.45z^{-3}} \right). \quad (3.21)$$

Se puede garantizar que el filtro digital resultante, descrito por $H(z)$ es estable, pues los polos de la función de transferencia $H(s)$ se encuentran a la izquierda del eje $j\omega$ en el plano complejo s , además, la transformada bilineal tiene la característica de preservar la estabilidad al mapear s tal que $\text{Re}(s) < 0$ dentro del círculo unitario $|z| < 1$. Recordando que la función de transferencia está dada por la relación entre las señales de entrada y de salida, la ecuación puede reescribirse para calcular su transformada Z inversa y así obtener la ecuación en diferencias del filtro:

$$y_n - 2.36y_{n-1} + 1.83y_{n-2} - 0.45y_{n-3} = \frac{1}{2.43}(x_n - x_{n-1} - x_{n-2} + x_{n-3}), \quad (3.22)$$

donde x_n es la entrada correspondiente a la muestra 'presente' en un tiempo discreto n de la señal de fotoplestismografía y y_n es la salida del filtro digital en el mismo tiempo. Para obtener la ecuación en diferencias del filtro que el **SA** calculará para obtener la señal de

ritmo cardíaco, basta con despejar y_n ; al hacer esto se puede observar que el filtro digital es de tipo **IIR**, pues implementa la recursividad al depender de sus salidas anteriores:

$$\Rightarrow y_n = \frac{1}{2.43} \cdot \sum_{i=0}^3 a_i x_{n-i} - \sum_{k=1}^3 b_k y_{n-k}, \quad \text{donde} \quad (3.23)$$

$$a_0 = a_3 = 1, \quad a_1 = a_2 = -1, \quad b_1 = -2.36, \quad b_2 = 1.83, \quad b_3 = -0.45.$$

Teniendo la señal de ritmo cardíaco, se necesita de un método para obtener su frecuencia. Dada la forma de la señal, se creó un algoritmo de detección de picos (**ADP**) mediante la detección de máximos locales; la frecuencia de la señal f_{HR} en latidos por minuto vendría dada por 60 veces el inverso del tiempo transcurrido entre dos picos sistólicos.

Una función discreta f tiene un máximo local en el punto crítico $P_c = (i, f_i)$, si:

$$f_i - f_{i-1} \geq 0 \quad \text{y} \quad f_{i+1} - f_i < 0. \quad (3.24)$$

La evaluación de las condiciones en la Ecuación 3.24 sobre la señal de entrada permite encontrar todos sus máximos locales, sin embargo, éstos pueden corresponder tanto a los picos sistólicos, diastólicos, como a otros debidos a las variaciones en el flujo de sangre o por el ruido en la señal.

La característica del pico sistólico es que su amplitud es la más grande de entre todos los máximos locales en un periodo de la señal, además de ser siempre positiva como consecuencia del filtro paso banda; El pico puede encontrarse mediante el uso de una ventana de tiempo, donde se evalúa la amplitud de los máximos locales detectados y si no coinciden con la máxima amplitud en la ventana o si su amplitud no supera un cierto umbral, el máximo local es discriminado, caso contrario se considera como un pico válido de la señal.

Una vez encontrados más de 2 picos válidos, se calcula el periodo discreto de la señal como la diferencia entre los tiempos del último y penúltimo pico encontrado. Este valor es usado para predecir el número de muestras esperadas al siguiente pico válido, ajustando así el inicio de la ventana de análisis en un valor cercano a la muestra del pico esperado. Esto no solo reduce el número de datos a evaluar, sino que también disminuye la posibilidad de encontrar aquellos que no sean sistólicos.

El algoritmo operará en *tiempo real*, alimentándose con la amplitud de la muestra recibida en ese instante; Aunque no supone un problema crítico, hay que aclarar que el uso de una ventana de análisis introduce un desfase en la detección del pico y que este no coincida con la muestra *presente* de entrada. A partir del segundo pico encontrado, el algoritmo retornará un valor Verdadero cada que se encuentre otro, y Falso en el caso contrario. La frecuencia instantánea de la señal en latidos por minuto podrá calcularse como:

$$60 \cdot \frac{f_s}{\text{últimoPico} - \text{penúltimoPico}}, \quad (3.25)$$

y la frecuencia promedio en latidos por minuto como:

$$60 \cdot \frac{f_s \cdot \text{contadorPicos}}{\text{últimoPico} - \text{primerPico}}. \quad (3.26)$$

Las Tablas 3.2, 3.3 y 3.4 describen los parámetros y variables utilizados por el algoritmo de detección de picos (**ADP**); las Figuras 3.9, 3.10 y 3.11 representan los diagramas de flujo del algoritmo y finalmente, la Figura 3.8 es una representación gráfica del algoritmo aplicado a la señal de ritmo cardíaco.

Tabla 3.2: Tabla que describe los parámetros de entrada para configurar el **ADP**.

Nombre	Valor	Descripción
f_s	(Según la señal) Hz	Frecuencia de muestreo.
f_{Max}	(Según la señal) Hz	Frecuencia máxima de la señal.
umbralV	(Según la señal) LSB	Valor mínimo de amplitud para que sea considerado un pico.
valorInestable	(Según la señal) LSB	Amplitud máxima que una muestra puede tomar.
tDesfase	(Según la señal) s	Tiempo que el algoritmo demorará en iniciar el análisis.

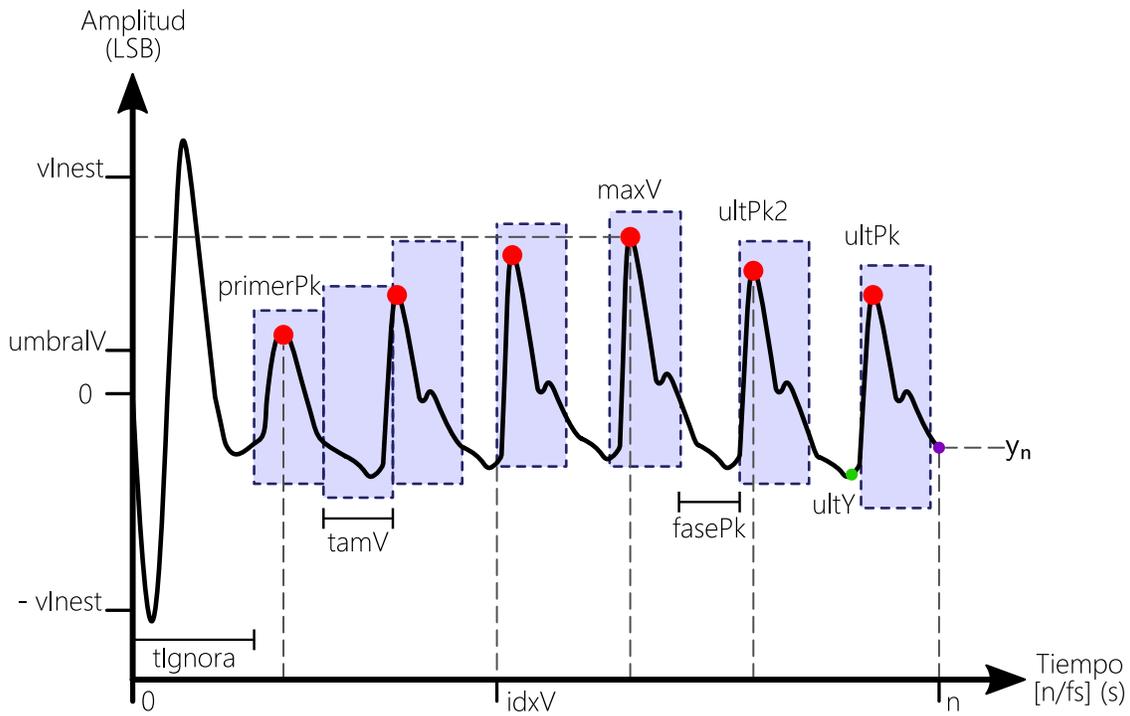


Figura 3.8: Representación gráfica de los parámetros y variables del ADP.

Tabla 3.3: Tabla que describe los parámetros derivados de la configuración para el algoritmo de detección de picos.

Nombre	Valor	Descripción
faseV	$\lfloor f_s / f_{Max} \rfloor$	Tiempo discreto mínimo de separación entre un pico y otro.
tamV	f_{aseV}	Tamaño de la ventana de tiempo.
ventana	$\text{int}[tamV]$	Ventana de tiempo.
tIgnora	$\lfloor t_{Desfase} \cdot f_s \rfloor$	Número de muestras que el algoritmo ignorará antes de realizar el análisis.

Tabla 3.4: Tabla que describe las variables usadas en el algoritmo de detección de picos.

Nombre	Descripción	Valor
$y[n]$	(Entrada)	Amplitud de la n-ésima muestra de la señal.
pkVálido	(Salida)	Retorna verdadero si se encontró un pico y no es el primero.
n	0 (Inicial)	Indica el número de muestra de la señal desde el inicio de adquisición de datos.
idxV	0 (Inicial)	Número de muestra donde empieza la ventana a analizar.
cuentaV	0 (Inicial)	Número de datos almacenados en la ventana.
ultY	$y[idxV - 1]$	Valor inmediato anterior de la señal al primer valor de la ventana
maxV	(0,0) (Inicial)	Tupla de datos que indica el número de muestra y amplitud del valor más grande en la ventana.
periodoS	-1 (Inicial)	Número de muestras esperadas al siguiente pico una vez conocido el periodo de la señal.
primerPk	-1 (Inicial)	Número de muestra del primer pico.
ultPk	-1 (Inicial)	Número de muestra del último pico.
ultPk2	-1 (Inicial)	Número de muestra del penúltimo pico.
cuentaPk	0 (Inicial)	Número de picos encontrados desde el inicio de adquisición.

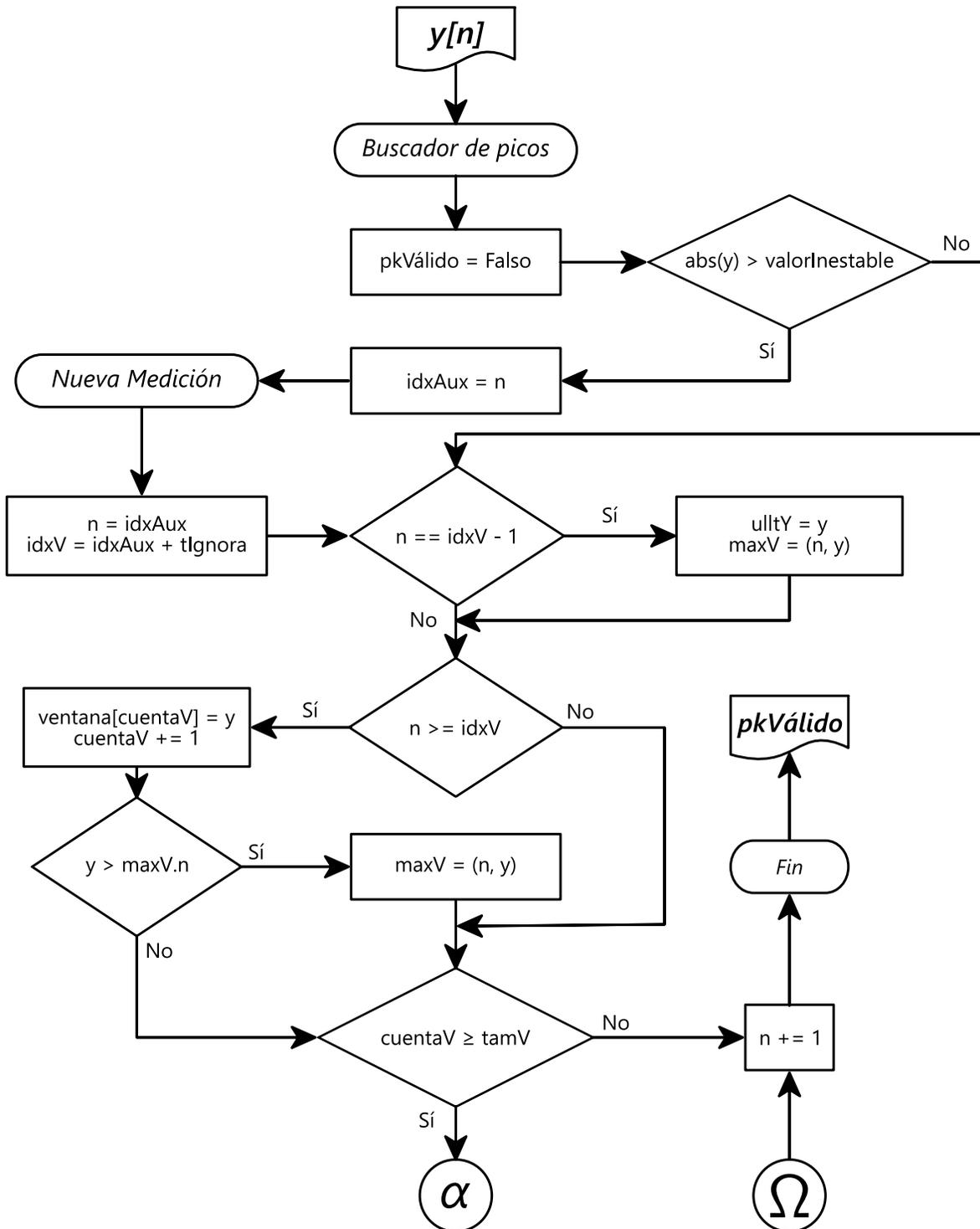


Figura 3.9: Primera parte del diagrama de flujo del algoritmo de detección de picos. El método *Nueva Medición* re-establece las variables del algoritmo a sus condiciones iniciales (ver Tabla 3.4).

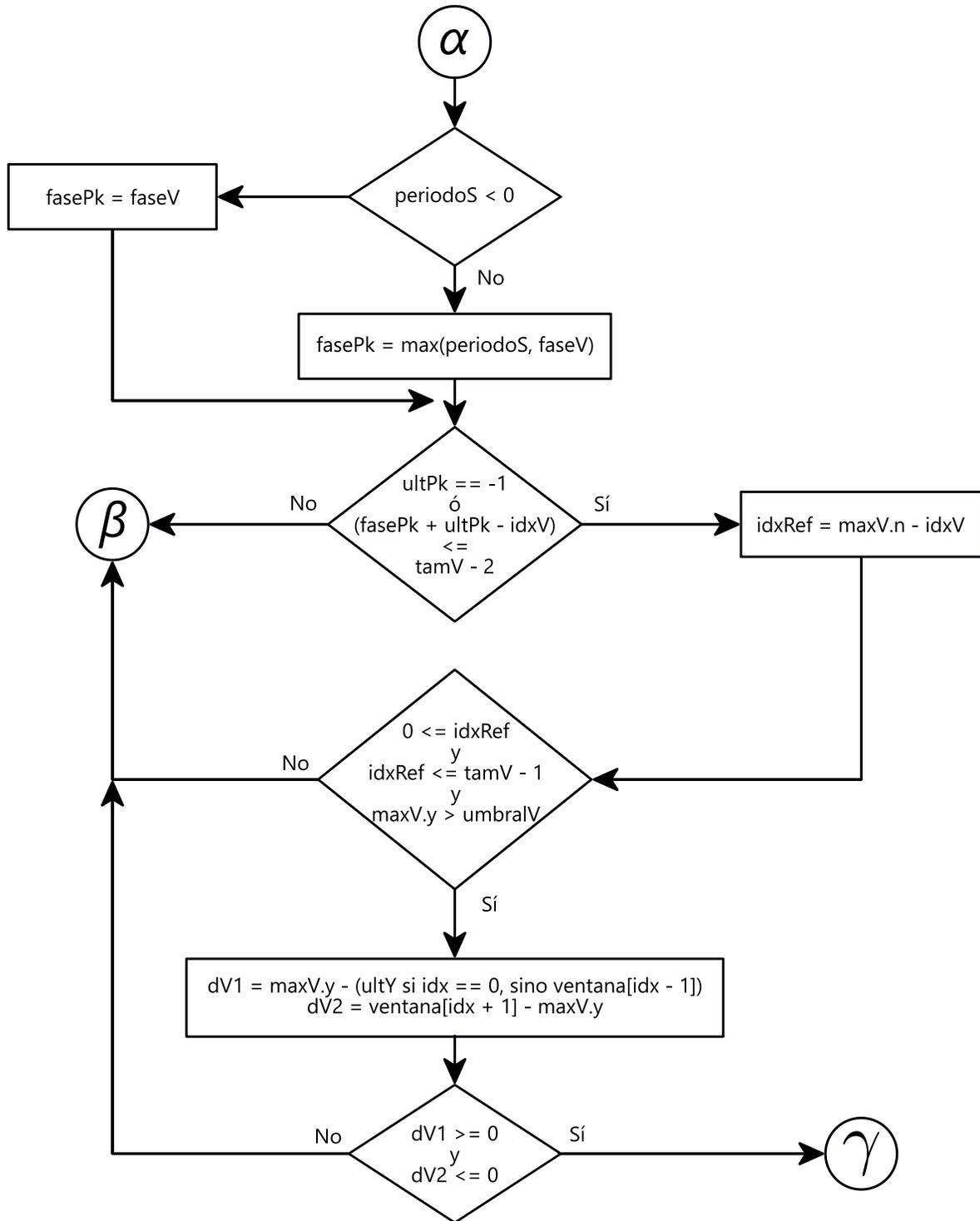


Figura 3.10: Segunda parte del diagrama de flujo del algoritmo de detección de picos.

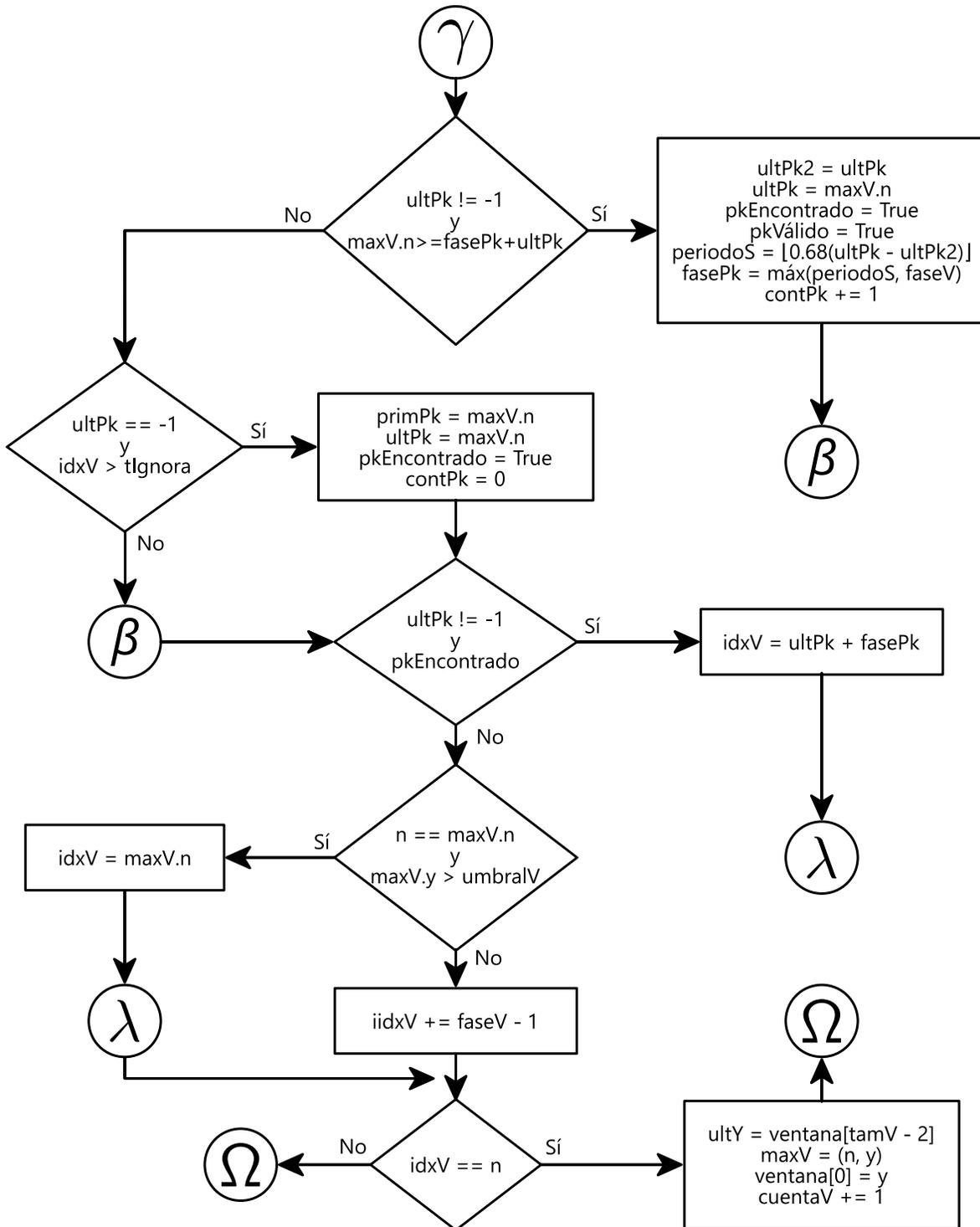


Figura 3.11: Tercera parte del diagrama de flujo del algoritmo de detección de picos.

3.6. Obtención de frecuencia respiratoria

Para la obtención de la frecuencia respiratoria se sigue salvo con modificaciones en el diseño del filtro, exactamente el mismo procedimiento que para la extracción de ritmo cardíaco, incluyendo el mismo algoritmo para la extracción de frecuencia mediante la detección de picos.

El filtro digital usado está basado en un paso-banda analógico con una ganancia $G = +15.5$ dB, producto de la concatenación de un filtro Butterworth paso-alta de segundo orden con $f_{c1} = 0.18$ Hz y otro paso-baja de sexto orden con una $f_{c2} = 0.45$ Hz. La respuesta en frecuencia y fase del filtro analógico se muestra en la Figura 3.12 y está descrito por su función de transferencia en el dominio de Laplace mediante la siguiente expresión:

$$H(s) = \frac{3065s^2}{s^8 + 12.5s^7 + 78s^6 + 316s^5 + 886s^4 + 1725s^3 + 2237s^2 + 1710s + 653}. \quad (3.27)$$

Con una frecuencia de muestreo $f_s = 20$ Hz, se aplica la transformada bilineal al filtro analógico para obtener su equivalente digital en el dominio de la frecuencia compleja discreta Z :

$$H(z) = H_0 \frac{1 + 4z^{-1} + 4z^{-2} - 4z^{-3} - 10z^{-4} - 4z^{-5} + 4z^{-6} + 4z^{-7} + z^{-8}}{1 + b_1z^{-1} + b_2z^{-2} + b_3z^{-3} + b_4z^{-4} + b_5z^{-5} + b_6z^{-6} + b_7z^{-7} + b_8z^{-8}}, \quad (3.28)$$

$$\text{con } H_0 = 1/1827061, \quad b_1 = -7.37, \quad b_2 = 23.81,$$

$$b_3 = -44, \quad b_4 = 50.83, \quad b_5 = -37.62, \quad b_6 = 17.42, \quad \text{y } b_7 = -4.61, \quad \text{y } b_8 = 0.53.$$

Aplicando la transformada Z inversa, se obtiene la ecuación en diferencias correspondiente a un filtro de tipo IIR, representado por la siguiente ecuación:

$$y_n = H_0 \cdot \sum_{i=0}^8 a_i x_{n-i} - \sum_{k=1}^8 b_k y_{n-k}, \quad \text{donde} \quad (3.29)$$

$$a_0 = -a_8 = 1, \quad a_1 = a_2 = a_6 = a_7 = 4, \quad a_3 = a_5 = -4, \quad \text{y } a_4 = -10$$

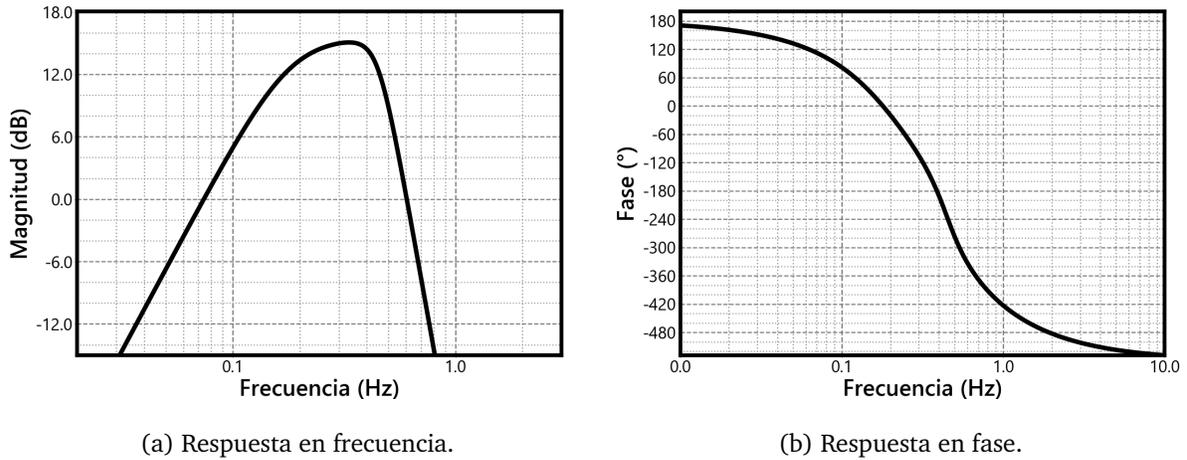


Figura 3.12: Respuesta del filtro digital para obtención de señal de frecuencia respiratoria.

Finalmente, para la obtención de frecuencia respiratoria, se configuró el algoritmo de detección de picos con parámetros que serán descritos más adelante.

3.7. Aplicación móvil

La aplicación móvil (AM) es el elemento en el sistema de instrumentación propuesto, responsable de manejar el despliegue y registro de datos hacia el usuario, la aplicación es capaz de correr en cualquier dispositivo móvil que cuente con la tecnología de red de área personal BLE, con versiones iguales o superiores a la 6.0 del sistema operativo Android™.

El *software* de la aplicación fue desarrollado para seguir el comportamiento mostrado en la Figura 3.13 y programado en el lenguaje Java bajo el entorno de programación integrado de Android Studio™. A grandes rasgos, el software puede clasificarse en 5 grupos distintos:

1. **Registro de datos.** Subsistema encargado de almacenar información en el dispositivo móvil. Es capaz de guardar y leer las formas de onda recibidas y su análisis, creando un historial por fechas de todas las mediciones realizadas por el DV.

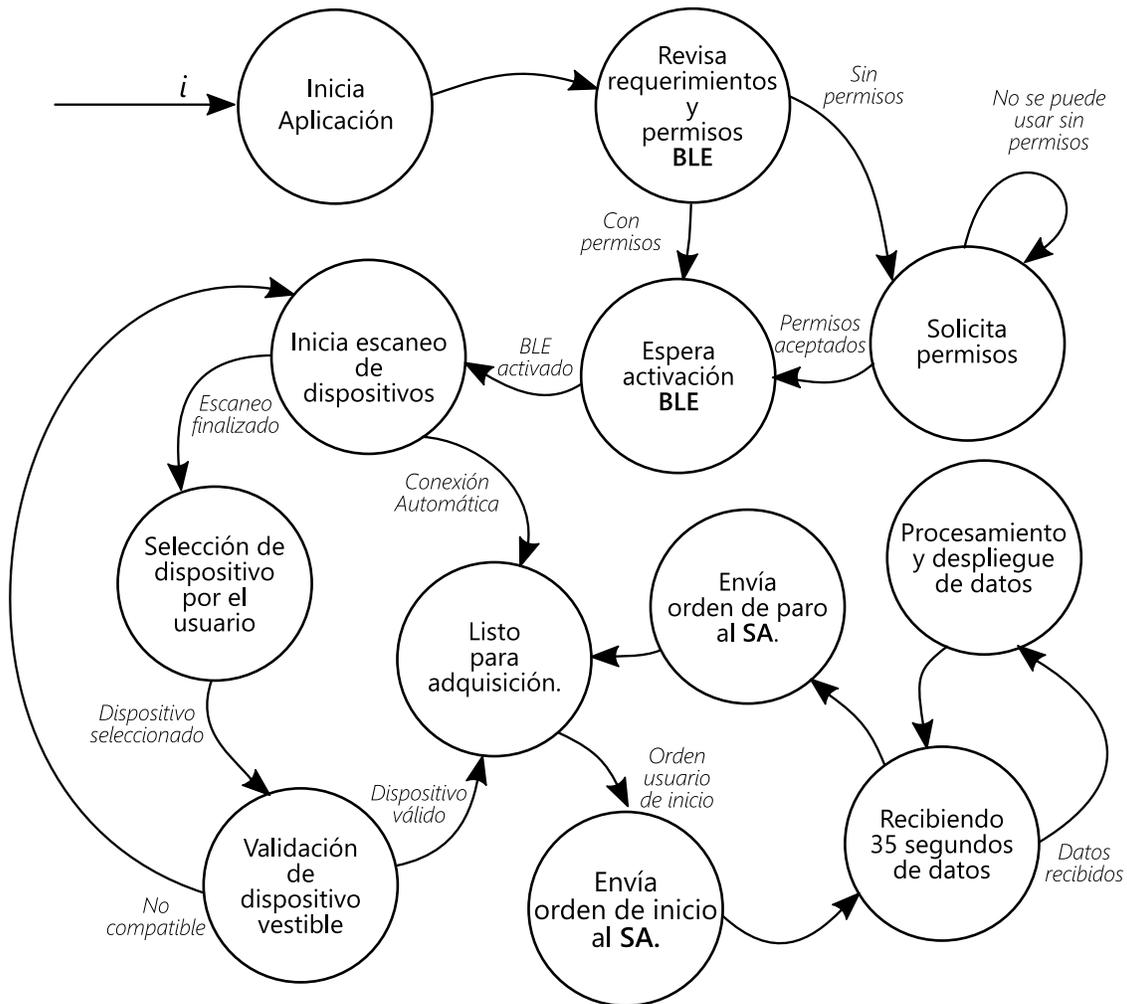


Figura 3.13: Diagrama de comportamiento de la aplicación móvil.

2. **Controlador BLE.** Es la parte de *software* encargada de controlar todo lo relativo a la interfaz de comunicación Bluetooth de Baja Energía para el envío y recepción de datos con otro dispositivo. Valida los permisos de acceso y de habilitación al *hardware*, escanea otros dispositivos **BLE** en el rango de alcance y si el sistema con anterioridad ya ha sido conectado con un dispositivo vestible, inicializa una conexión con este de manera automática; caso contrario, despliega al usuario los dispositivos encontrados en el escaneo. Una vez seleccionado el dispositivo a conectarse, se valida para que corresponda con un **DV** desarrollado y en caso afirmativo, ofrece una serie de métodos para comunicarse con el servidor **GATT** del dispositivo, más otros de notificación al manejador del dispositivo vestible sobre la recepción de datos.

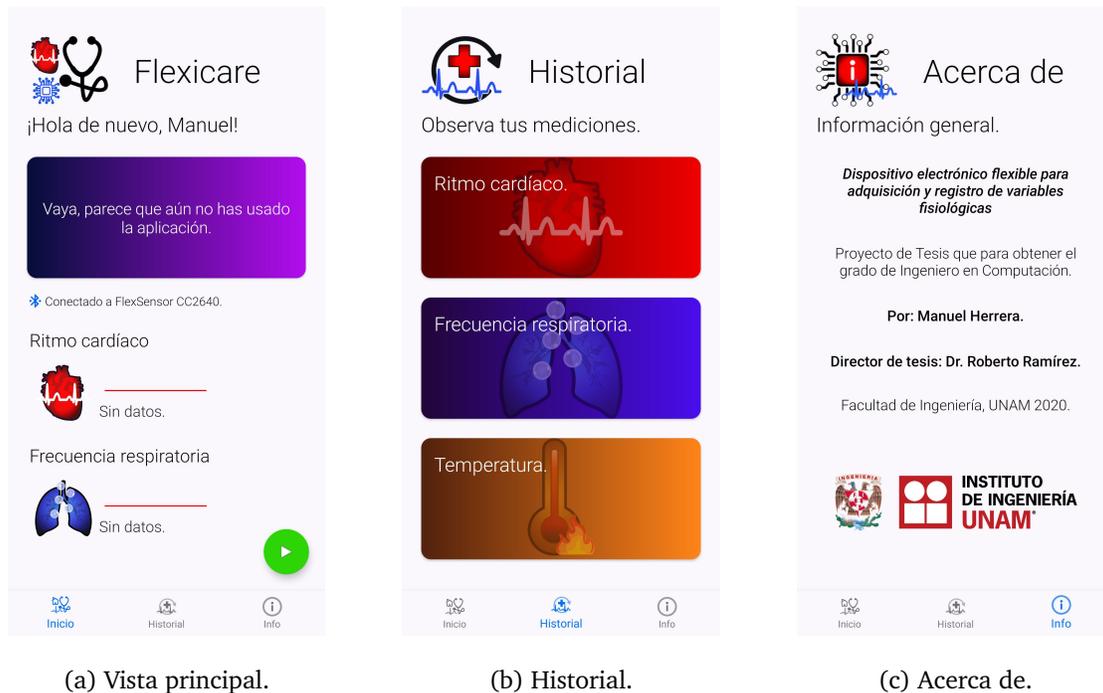


Figura 3.14: Vistas de la aplicación

3. **Manejador del dispositivo vestible.** Su función es convertir, interpretar y procesar, si es necesario, los datos recibidos por el controlador BLE correspondientes a las señales de los sensores. Hace uso del subsistema de registro de datos para almacenar la información procesada, además de notificar al proceso principal sobre los parámetros fisiológicos encontrados para su posterior actualización en la interfaz gráfica de usuario. Es en este sistema donde se implementa, a través de una clase *RealTimePeakDetector*, el algoritmo de detección de picos para la obtención de frecuencia cardíaca y respiratoria.
4. **Proceso principal.** Es capaz de inicializar y administrar los subsistemas anteriores y en ocasiones, actúa como intermediario para el intercambio de información entre estos. También es el encargado de interpretar los eventos provenientes de la interfaz gráfica de usuario, de actualizarla y de manejar la navegación entre diferentes vistas de la aplicación.
5. **Interfaz gráfica de usuario.** (GUI: *Graphical User Interface*), es un medio visual a través del cual una persona puede comunicarse con el equipo de una manera ami-

gable y hasta cierto punto, intuitiva. La interfaz cuenta con 3 vistas primarias (ver Figura 3.14); en la principal se muestra el estado de conexión con el dispositivo flexible, los sensores identificados y los parámetros fisiológicos procesados, cuenta con un botón para dar la orden al sistema de adquisición de iniciar con la adquisición de datos. La segunda vista consiste de un menú que clasifica las mediciones realizadas por tipo de sensor, al hacer click en sus elementos se navega a una cuarta vista donde se listan por fecha las mediciones realizadas del sensor. La tercera vista únicamente muestra información relacionada al proyecto de tesis.

Cuando el SA envía información a la aplicación móvil lo hace enviando un paquete de datos de máximo 16 bytes, por lo que hace sentido tratar de representar los datos con el menor número de bits posibles para maximizar la cantidad de datos a enviar en un solo paquete. Hay 7 tipos de datos soportados por el SA: coma flotante y 6 enteros con o sin signo de 8, 16, o 32 bits. Sin embargo, para la aplicación móvil ya no hace sentido mantener 7 tipos de datos diferentes, solamente 2 (flotante y entero con signo); es por esto que se implementó un método que permite decodificar el arreglo de bytes recibidos a un arreglo de números según su tipo de dato, tal y como se muestra en la Figura 3.15.

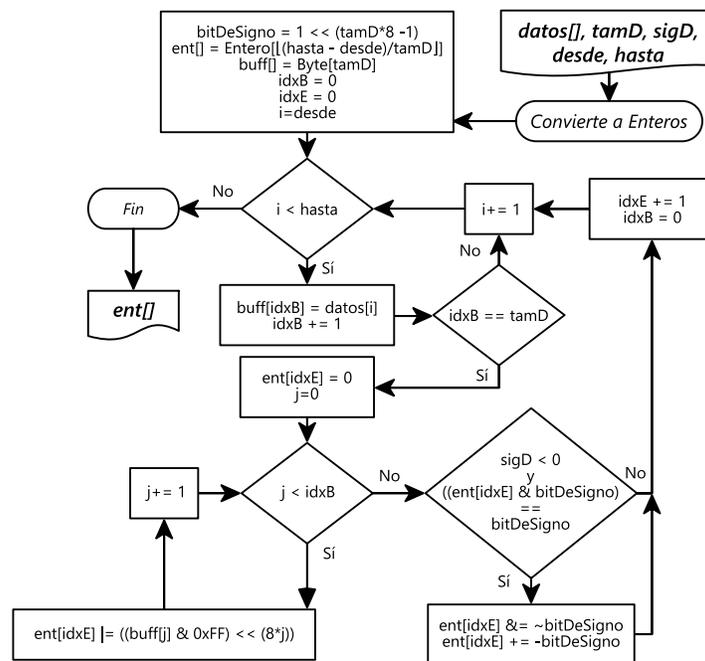


Figura 3.15: Diagrama de flujo para decodificación de bytes.

A modo de resumen, en este capítulo se presentó la arquitectura general del sistema desarrollado, los componentes que lo conforman y la forma en que fueron diseñados. En el siguiente capítulo, se pondrán a prueba cada uno de los sub-sistemas encargados de realizar la medición, adquisición y registro de parámetros fisiológicos, además de ajustar y calibrar en caso de ser necesario, aquellos elementos que pudieran introducir errores considerables en el sistema.

Capítulo 4

Pruebas y Resultados

En este capítulo se muestran los prototipos electrónicos desarrollados, la caracterización y calibración de los sensores para la obtención de sus señales y las pruebas funcionales sobre el sistema en general.

4.1. Prototipos electrónicos

A través del *software* de diseño electrónico automatizado EAGLE™ de Autodesk, Inc., se diseñaron 3 placas de circuitos impresos (**PCB's**: *Printed Circuit Board's*), con el fin de implementar funcionalmente los 2 sensores flexibles capaces de entregar una señal eléctrica en función de los parámetros fisiológicos para los que fueron diseñados, y otra **PCB** para implementar el sistema de adquisición. Una de las principales limitaciones en el diseño, resultado de la portabilidad en los dispositivos vestibles, es el área que estos pueden abarcar, limitando así también la elección de sus componentes. Esto forzó a usar la tecnología de montaje superficial (**SMT**: *Surface Mount Technology*) para reducir en lo más posible el tamaño de los impresos, así como también, en el caso de los sensores flexibles, de no aumentar drásticamente la rigidez en estos.

En la Figura 4.1 se muestra la **PCB** creada para implementar el circuito capaz de obtener la señal de temperatura. La parte inferior de la placa es la que estará en contacto directo con la piel, por lo que se decidió colocar el **RTD** en esta parte para permitir una transferencia

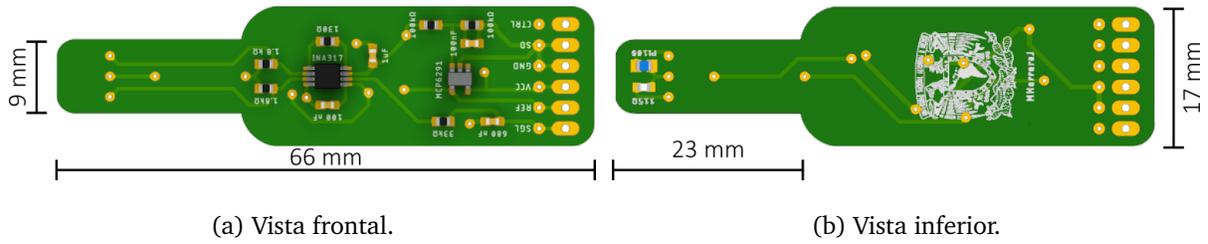


Figura 4.1: PCB para el sensor de temperatura.

de calor por conducción más directa con el cuerpo humano; de igual manera, para que la resistencia introducida por las vías de cobre fuera la misma en ambas ramas del puente de Wheathstone y para eliminar el voltaje común que el cuerpo humano pudiera introducir a manera de ruido en el circuito, se colocó la resistencia de equilibrio del puente en la misma cara de la PCB, a un lado del RTD. La mayoría de las resistencias usadas en el diseño son de precisión (0.5%) con el fin de reducir lo mayor posible el error que su valor real pudiera introducir.

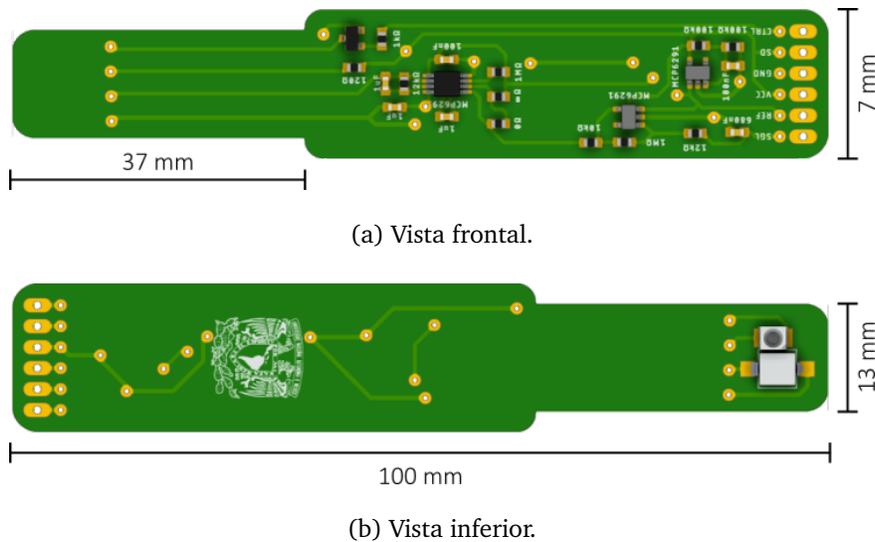


Figura 4.2: PCB para el sensor de fotoplethysmografía.

La PCB del circuito de fotoplethysmografía, mostrada en la Figura 4.2, fue diseñada tomando en cuenta su colocación en la yema del dedo. Con el fin de disminuir en lo máximo

posible el contacto de la piel con los componentes electrónicos, que pudieran ocasionar cierta incomodidad o introducir ruido en el circuito, se optó por colocar únicamente el **LED** y el foto-diodo en uno de los extremos de la parte inferior de la **PCB**. Experimentalmente, la instrumentación electrónica y el circuito impreso fueron lo suficientemente buenos como para obtener una buena forma de onda de la señal de fotoplestismografía en distintas superficies de piel en el cuerpo.

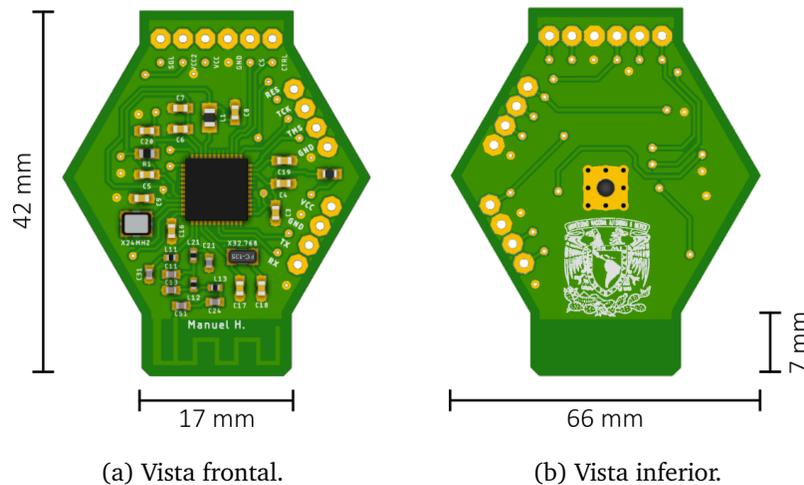


Figura 4.3: **PCB** del sistema de adquisición.

Finalmente, en la Figura 4.3 se muestra la **PCB** del sistema de adquisición. Además de contar con los pines de conexión hacia los sensores flexibles, también cuenta con puertos para la programación y depuración del microcontrolador mediante **JTAG**, 2 pines para suministro eléctrico y dos pines para la comunicación serial mediante **UART** para la realización de pruebas. Para la comunicación mediante **BLE**, se optó por usar el modelo de antena **AN043** debido a su tamaño reducido (15.2 mm x 5.7 mm) y compatibilidad con radiofrecuencias en la banda **ISM** (2.4 GHz).

4.2. Caracterización del sistema

En la práctica, muy pocos sistemas son capaces de desenvolverse y comportarse exactamente de la forma en que fueron modelados o diseñados. Esto se debe a que por cuestiones de simplicidad en los cálculos, no se toman en cuenta todas las variables o eventos que pudieran afectar de una manera u otra al sistema; a veces estos errores son tan insignificantes que pueden pasarse por alto, pero en otras ocasiones, será necesario realizar un proceso o ajuste adicional que contemple, corrija o minimice dichos errores para un funcionamiento óptimo del sistema.

4.2.1. Sensor de temperatura

A partir del modelo que describe el comportamiento del sensor de temperatura, descrito por el voltaje de salida V_o del amplificador de instrumentación (ver Ecuación 3.3), si éste es referenciado a tierra, puede determinarse la resistencia $R(v_o)$ del Pt100 en función del voltaje medido v_o , de la siguiente manera:

$$R(v_o) = \left(\frac{1.8A(v_o)}{1 - A(v_o)} \right) \text{k}\Omega, \quad (4.1)$$

en donde la función adimensional $A(v_o)$ está definida como:

$$A(v_o) = \frac{v_o}{V_{cc}} (2.597 \times 10^{-3}) + 58.75 \times 10^{-3}, \quad (4.2)$$

donde V_{cc} es el voltaje de alimentación del circuito y puede variar de 3V a 3.7V.

Finalmente, resolviendo con la Ecuación 4.1 la ecuación que modela la resistencia del Pt100, se obtiene la temperatura $T(v_o)$ en función del voltaje medido, esto es:

$$R(v_o) = 100 (1 + a \cdot T(v_o) + b \cdot T(v_o)^2) \Omega \quad (4.3)$$

$$\Rightarrow T(v_o) = \frac{1}{2} \left(-\frac{a}{b} - \sqrt{\left(\frac{a}{b}\right)^2 - \frac{4}{b} \left(1 - \frac{R(v_o)}{100\Omega}\right)} \right), \quad (4.4)$$

donde $a = 3.9083 \times 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ y $b = -5.775 \times 10^{-7} \text{ } ^\circ\text{C}^{-2}$ son los coeficientes de la ecuación de *Callendar-Van Dusen*, definidos en el estándar **IEC 60751**.

La Ecuación 4.4 representa la relación analítica entre la temperatura y el voltaje de la señal de salida del sensor. Sin embargo, resulta inviable usar esta expresión, puesto que no solo es cara computacionalmente, sino que también la señal medida es extremadamente sensible a los valores de los resistores y artefactos parásitos que componen al circuito. En la práctica, es difícil obtener y caracterizar con exactitud las fuentes de error asociadas, lo que conlleva a que la Ecuación 4.4 arroje resultados que puedan estar notablemente sesgados; para solucionar este problema, la caracterización del sensor de temperatura se realizó calibrándolo respecto a un termómetro comercial.

Tabla 4.1: Tabla que asocia la temperatura obtenida a través de un termómetro comercial con la señal de voltaje leída. El voltaje de alimentación usado fue de 3.3 V.

v_i [V]	T_i [°C]	v_i [V]	T_i [°C]	v_i [V]	T_i [°C]
0.08	32.1	0.795	35.3	1.6	39.0
0.127	32.4	0.796	35.2	1.625	39.1
0.153	32.5	0.95	36.2	1.68	39.4
0.232	32.9	0.96	36.1	1.807	39.7
0.32	33.3	1.15	36.7	1.858	40.0
0.343	33.4	1.19	37.2	1.905	40.2
0.412	33.8	1.34	37.5	2.043	40.8
0.421	33.9	1.407	37.9	2.079	41.0
0.567	34.4	1.418	38.0	2.172	41.7
0.628	34.6	1.517	38.5		

Al realizar un conjunto de mediciones (v_i, T_i) del sensor y un termómetro comercial, se

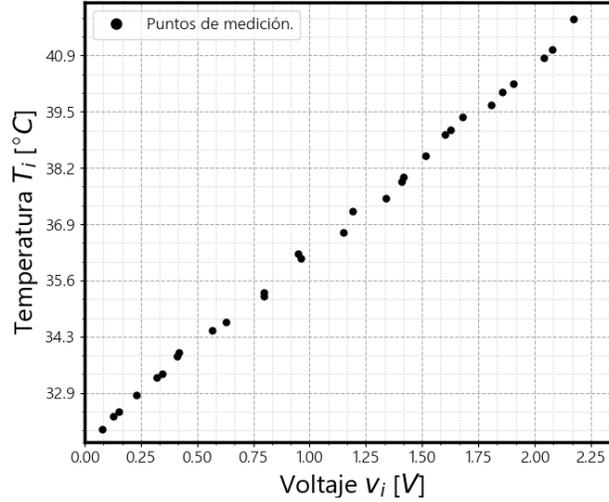


Figura 4.4: Gráfica de los puntos de medición realizados (ver Tabla 4.1). Se puede observar que siguen una tendencia lineal.

puede observar gráficamente mediante la Figura 4.4 que estas se relacionan mediante una tendencia lineal. Es por esto que se decidió encontrar un modelo que caracterice la señal de temperatura por medio de un polinomio de primer grado de la forma $T = \alpha v + \beta$, que mejor se ajuste a las mediciones realizadas para obtener la temperatura en función del voltaje medido.

Se puede observar que el modelo aplicado a las mediciones que produce el sistema de ecuaciones matricialmente expresado como $\bar{\tau} = V\bar{x}$, donde:

$$\bar{\tau} = \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ \vdots \\ T_n \end{bmatrix}, \quad V = \begin{bmatrix} v_1 & 1 \\ v_2 & 1 \\ \vdots & \vdots \\ v_n & 1 \end{bmatrix} \quad \text{y} \quad \bar{x} = \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix}, \quad (4.5)$$

no tiene solución. Es por esto que se pretende encontrar aquellos valores α, β que minimicen el error cuadrático medio entre el modelo propuesto y las mediciones realizadas. Interesa también que el modelo aplicado funcione para la variedad de voltajes de alimentación que el sistema de adquisición pueda entregar a los sensores. Si la señal de voltaje V_0 del sensor de temperatura, descrita analíticamente por la Ecuación 3.2, es referenciada a tierra, se puede deducir que las mediciones de voltaje v_i son directamente proporcionales

al voltaje de alimentación, esto es:

$$v_i = (385.11 \cdot W_R(T) + 0.5) \cdot V_{cc}, \quad (4.6)$$

$$\implies v_i = z_i \cdot V_{cc}. \quad (4.7)$$

Reescribiendo el modelo tomando en consideración el voltaje de alimentación:

$$\begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ \vdots \\ T_n \\ \bar{\tau} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_1 & 1 \\ z_2 & 1 \\ \vdots & \vdots \\ z_n & 1 \\ V' \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_{cc}\alpha \\ \beta \\ \bar{x}' \end{bmatrix}. \quad (4.8)$$

Usando el método de regresión lineal por mínimos cuadrados para aproximar la relación de dependencia entre la variable independiente z_i y la temperatura T_i , usando como referencia el modelo descrito por la Ecuación 4.8, se encontraron los valores para $V_{cc}\alpha \approx 14.53$ y $\beta \approx 31.85$.

Finalmente, el modelo resultante que relaciona el voltaje v de la señal medida con su temperatura T , y en función de su voltaje de alimentación V_{cc} , es descrito por la siguiente ecuación:

$$T = v \left(\frac{14.53}{V_{cc}} \right) ^\circ\text{C} + 31.85 ^\circ\text{C}. \quad (4.9)$$

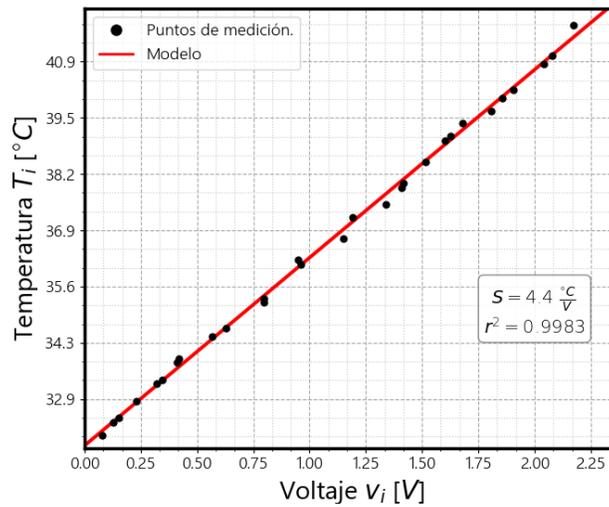


Figura 4.5: Comparación entre las mediciones y el modelo obtenido, con $V_{cc} = 3.3\text{V}$.

4.2.2. Calibración del ADP

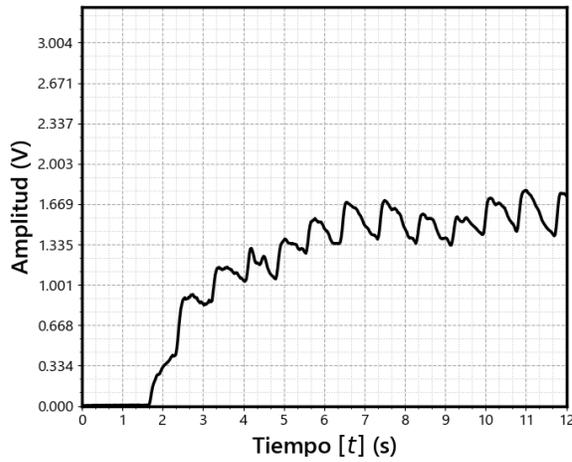
Como es mostrado en la Tabla 3.2, el algoritmo de detección de picos (**ADP**) necesita de una configuración inicial para analizar la señal. Cuando el dedo en el sensor de fotople-tismografía es movido, se produce un cambio brusco en la amplitud del amplificador de transimpedancia, ocasionando que los filtros paso-altas implementados, tanto analógicos como digitales, sobre-reaccionen a este cambio y disparen el valor de amplitud en las se-ñales digitales en un valor elevado. El parámetro valorInestable es usado como referencia en el **ADP** precisamente para detectar estos cambios bruscos debidos al movimiento del dedo.

Pasado un cierto tiempo después del cambio brusco, los filtros logran estabilizarse y la señal obtenida puede ser usada entonces para su análisis y extracción de su frecuencia. Este tiempo es consecuencia de la respuesta transitoria de los filtros y es considerado por el **ADP** mediante el parámetro t_{Desfase} para pausar el análisis una vez detectada una inestabilidad en la señal.

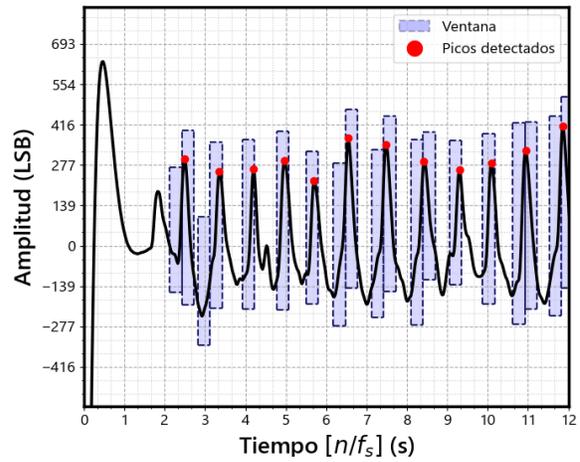
Tanto el parámetro umbralV , como valorInestable y t_{Desfase} fueron determinados experimentalmente al analizar gráficamente las salidas de las señales digitales. El parámetro f_{Max} fue obtenido acorde a las Tablas 2.1 y 2.2 de rangos de ritmo cardíaco y frecuencia respiratoria; obteniendo así los siguientes valores:

Tabla 4.2: Parámetros de calibración para el **ADP** con las señales de ritmo cardíaco (R.C.) y frecuencia respiratoria (F.R.).

Parámetro	R.C.	F.R.
f_{Max}	3 Hz	0.5 Hz
umbralV	50 LSB	5 LSB
valorInestable	1100 LSB	1600 LSB
t_{Desfase}	3 s	3 s

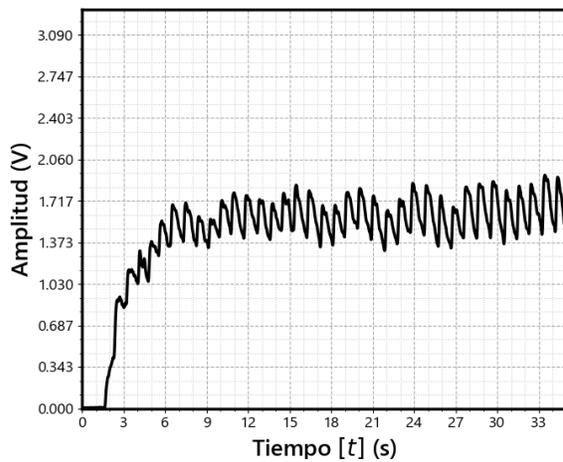


(a) Señal de fotopleletismografía.

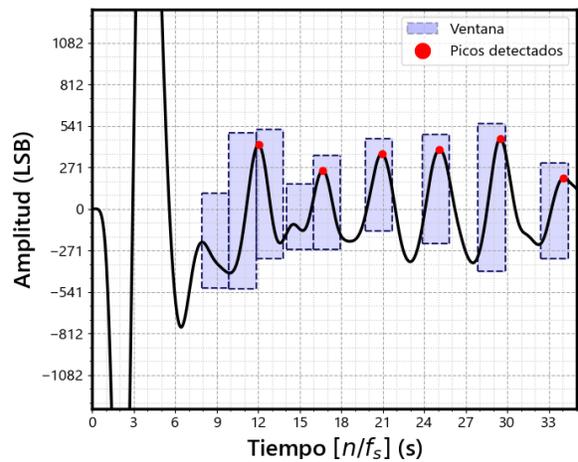


(b) Señal de ritmo cardíaco con algoritmo de detección de picos.

Figura 4.6: Respuesta del filtro digital para obtención de señal de ritmo cardíaco.



(a) Señal de fotopleletismografía.



(b) Señal de ritmo respiratorio con algoritmo de detección de picos.

Figura 4.7: Respuesta del filtro digital para obtención de señal de ritmo cardíaco.

4.2.3. Consumo energético del DV

Para los *wearables* y dispositivos portables en general, es muy importante tomar en cuenta su consumo energético, pues a partir de este se puede calcular el tiempo de autonomía que los dispositivos tendrán, antes de necesitar un cambio o recarga de baterías.

Para caracterizar la corriente eléctrica que el dispositivo vestible consume, se hicieron 3 pruebas distintas: la primera, mostrada en la Figura 4.8, consiste en medir la corriente del dispositivo sin ningún sensor conectado, usando estos valores como control para identificar el consumo debido a los sensores y el consumo debido a la conexión y envío de datos por **BLE**; obteniendo así un consumo promedio de 0.27 mA para el estado de espera de conexión, 0.48 mA para la conexión establecida con el dispositivo móvil y de 1.92 mA para la adquisición y envío de datos.

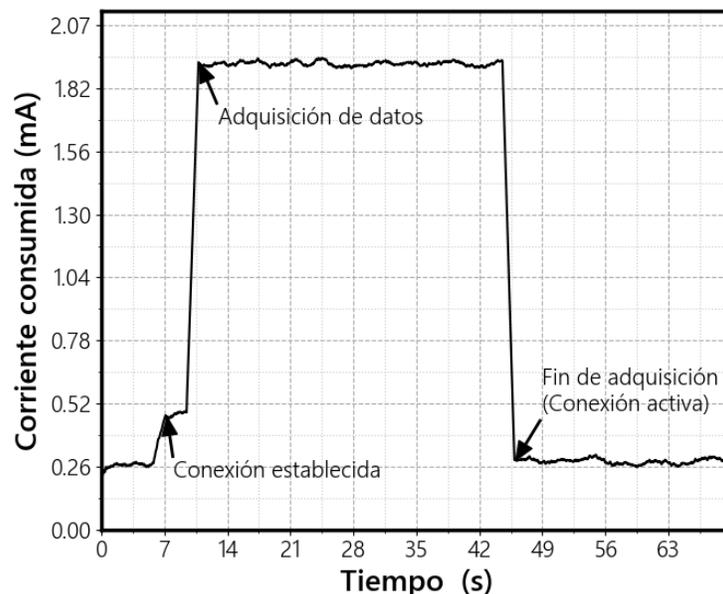
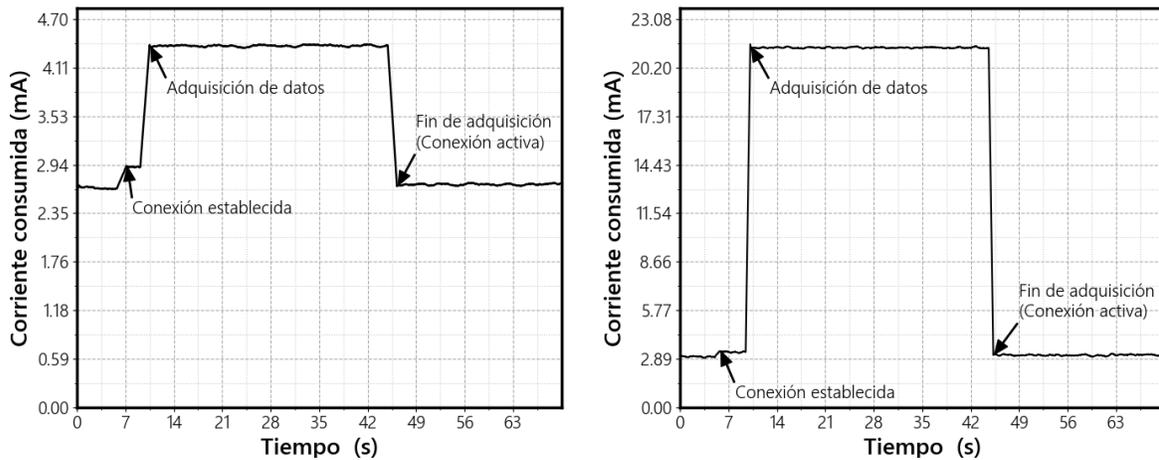


Figura 4.8: Corriente que circula por el dispositivo vestible sin sensores conectados.

En la Figura 4.9a se muestra la segunda prueba realizada, en ésta se conectó el sensor de temperatura, obteniendo los siguientes resultados: 2.65 mA para el estado de espera de conexión, 2.91 mA para la conexión **BLE** activa con el dispositivo móvil y de 4.38 mA para la adquisición y envío de datos. El incremento en la corriente en todos los periodos de

tiempo se debe a que existe una carga adicional conectada al dispositivo vestible, debida a la instrumentación electrónica del sensor de temperatura.



(a) Corriente que circula por el dispositivo vestible con el sensor de temperatura.

(b) Corriente que circula por el dispositivo vestible con el sensor de fotoplethysmografía.

Figura 4.9: Corriente que circula por el dispositivo vestible con los sensores conectados.

Finalmente en la última prueba, mostrada en la Figura 4.9b, la corriente del dispositivo vestible con el sensor de fotoplethysmografía conectado fue de: 3.01 mA para el estado de espera de conexión, 3.28 mA para la conexión establecida con el dispositivo móvil y de 21.4 mA para la adquisición y envío de datos, en la cual se puede observar un aumento bastante elevado respecto a las pruebas anteriores. Esto se debe a que en el LED en el circuito de fotoplethysmografía circula alrededor de 17 mA, justificando así en la metodología de diseño, el control de éste para encenderlo únicamente cuando sea necesario.

A partir de los resultados arrojados en las pruebas realizadas, se pudo estimar el consumo energético del dispositivo vestible según su comportamiento. La Tabla 4.3 resume los datos de corriente eléctrica y consumo de energía para 3 condiciones de operación del dispositivo vestible, más las debidas a la conexión y/o habilitación con los sensores.

Tabla 4.3: Corriente y consumo energético del dispositivo vestible, con un voltaje de alimentación de 3.3 V.

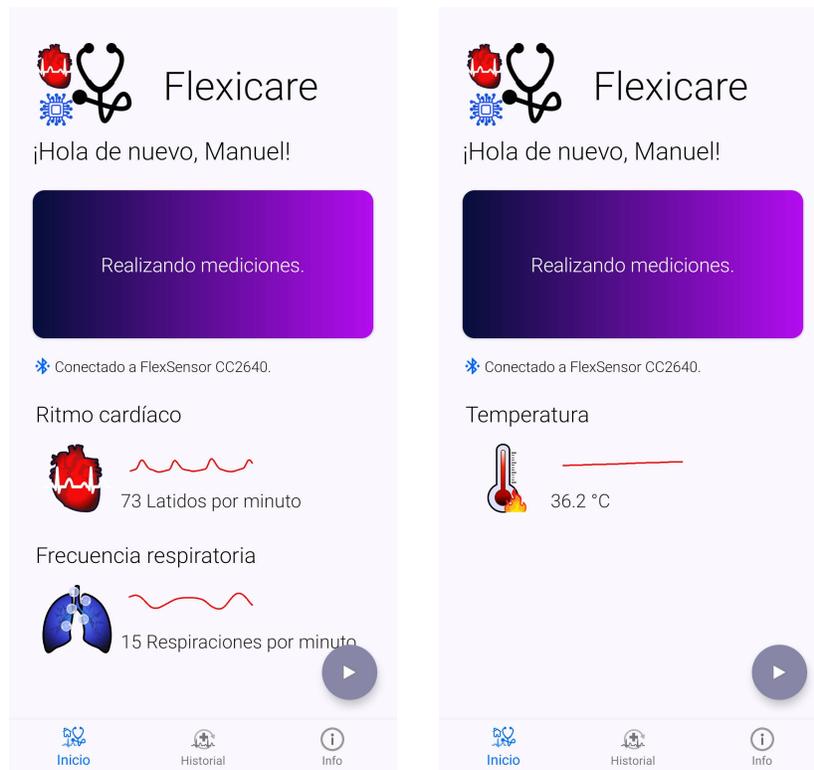
Causa/Estado	Corriente (mA)	Consumo (mWh)
Enlace BLE inactivo	0.247	0.815
Enlace BLE activo	0.492	1.623
Adquisición y envío de datos	1.932	6.376
Sensor Temperatura	+2.423	+8.000
Sensor PPG	+2.77	+9.141
Habilitación sensor PPG	+16.7	+55.11

Si se supone el modelo de batería DION 401215, con una capacidad de 60 mAh, el dispositivo vestible será capaz de funcionar en modo de adquisición activa continua por un periodo de tiempo de 13 horas y 46 minutos con el sensor de temperatura y 2 horas con 48 minutos para el sensor de fotopleletismografía.

La aplicación móvil sólo permite 35 segundos de adquisición de datos, si se supone un periodo de 10 segundos de conexión inactiva, 10 segundos con en el enlace activo, el periodo de adquisición y envío de datos, y 10 segundos con conexión activa antes de apagarse, se estima que el dispositivo vestible con el sensor de temperatura requeriría un promedio de 3.653 mA por un periodo de tiempo de 65 s, habilitando 909 mediciones antes del reemplazo o carga de la batería. Para el sensor de fotopleletismografía bajo las mismas condiciones, se estima una corriente promedio de 12.99 mA por 65 s, implicando la realización de 255 mediciones.

4.3. Despliegue y registro de datos

Cuando el usuario, a través de la interfaz gráfica en la aplicación móvil solicita la adquisición de datos, el dispositivo vestible comienza a enviar la información y señales asociadas a los sensores flexibles hacia el dispositivo móvil, almacenando en **RAM** absolutamente todos los datos recibidos y procesando aquellos que sean necesarios. Cada que se encuentra o modifica algún parámetro fisiológico, éste es actualizado y desplegado en la **GUI**. En la Figura 4.10 se muestra este proceso de despliegue; se puede observar que el botón de iniciar adquisición es deshabilitado con el fin de hacer énfasis en que hay un proceso de medición activo.



(a) Despliegue de las señales de ritmo cardíaco y respiratorio.

(b) Despliegue de la señal de temperatura.

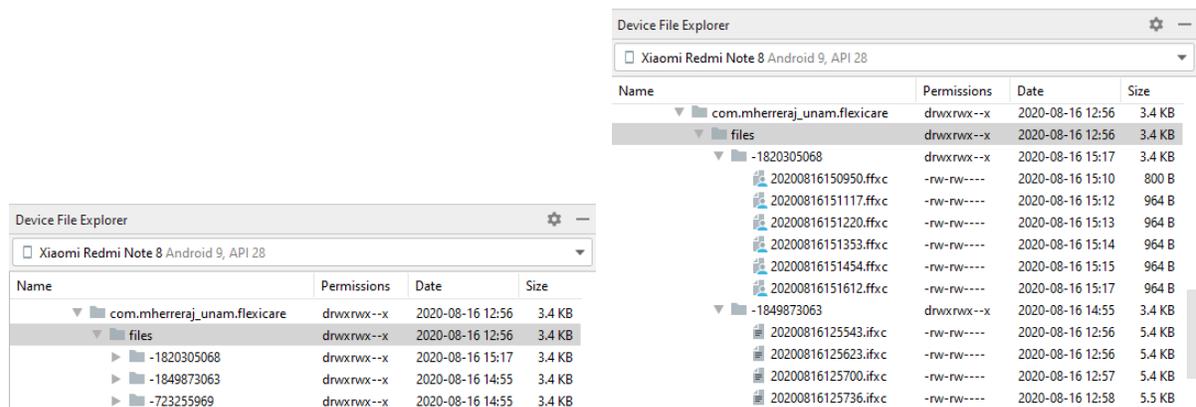
Figura 4.10: Despliegue de datos en la aplicación móvil de las variables fisiológicas.

4.3. Despliegue y registro de datos

Al finalizar el periodo de tiempo en la adquisición de datos, la aplicación móvil almacena de manera persistente las señales recibidas que se encontraban de manera temporal en la memoria **RAM** del dispositivo, así como también el valor final o promedio que arrojaron las mediciones. El sistema operativo (SO) de Android™, asigna un directorio para guardar información asociada a la aplicación, siendo la ruta: “**Almacenamiento Interno/Android/data/com.mherreraj_unam.flexicare/files**” el directorio por defecto para la aplicación desarrollada, mostrado en la Figura 4.11. Los archivos son almacenados directamente en bytes para minimizar el tamaño del archivo, y cuentan además con el siguiente formato de nombre

yyyyMMddHHmmss.tfxc ,

para identificar la fecha en que fueron creados y el tipo de datos numérico que contienen, donde yyyy son los 4 dígitos del año en curso, MM y dd es el número de mes y día actual y HH, mm y ss son la hora, minuto y segundo respectivamente, del momento en que la medición fue realizada. El primer carácter en la extensión del archivo (‘t’) indica el formato numérico de los datos, siendo ‘i’ para tipos enteros y ‘f’ para tipos decimales (de coma flotante).

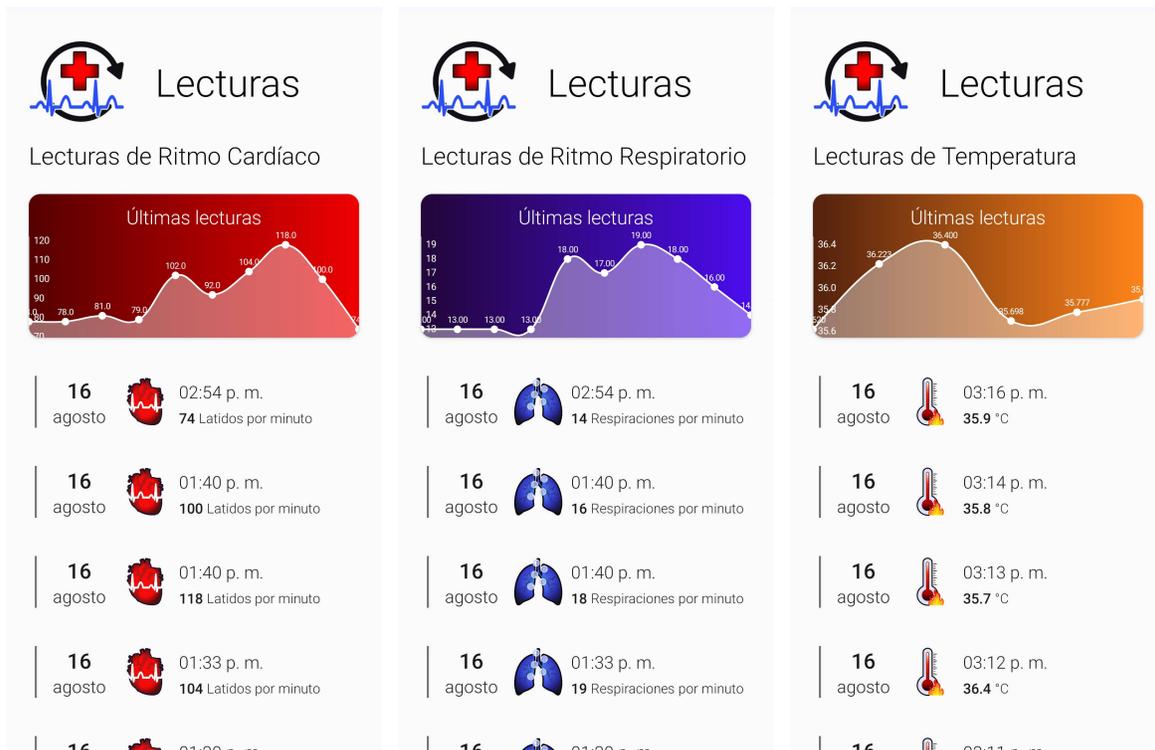


(a) Cada sensor tiene un identificador único asociado. (b) La extensión del archivo indica su tipo de dato numérico.

Figura 4.11: Archivos generados por el sistema de registro de datos.

Capítulo 4. Pruebas y Resultados

Para facilitar la clasificación de la información según el tipo de señal, las lecturas son almacenadas en subdirectorios cuyo nombre es un identificador único proporcionado por Java, y corresponde al *HashCode* de la instancia de la enumeración de los tipos de señales, siendo '-1820305068', '-1849873063' y '-723255969' los identificadores de las señales de temperatura, ritmo cardíaco y frecuencia respiratoria respectivamente.



(a) Lecturas de ritmo cardíaco.

(b) Lecturas de frecuencia respiratoria.

(c) Lecturas de temperatura.

Figura 4.12: Vista de las lecturas almacenadas.

Una vez almacenadas las mediciones en la memoria interna del dispositivo móvil, éstas pueden ser accedidas por el usuario en la aplicación móvil a través de su menú "Historial"; como se muestra en la Figura 4.12, se lanza una vista secundaria en la cual se leerán los directorios asignados al tipo de señal escogido y se creará una lista ordenada por fecha de las lecturas adquiridas (únicamente es mostrado el valor final del procesamiento de la señal en vez de toda la forma de onda). Además, se muestra un histograma de las últimas

diez lecturas mediante una gráfica de dispersión de datos con una interpolación cúbica para dar *suavidez* al dibujo. Para las lecturas de ritmo cardíaco y frecuencia respiratoria (ver Figuras 4.12a y 4.12b), se puede observar que guardan una forma de onda similar; esto se debe a que comparten las mismas horas en sus lecturas (ambas señales se derivan de un solo sensor) y los sistemas respiratorio y cardíaco están estrechamente relacionados, siendo la variación de los parámetros fisiológicos en uno, la alteración de los parámetros en el otro.

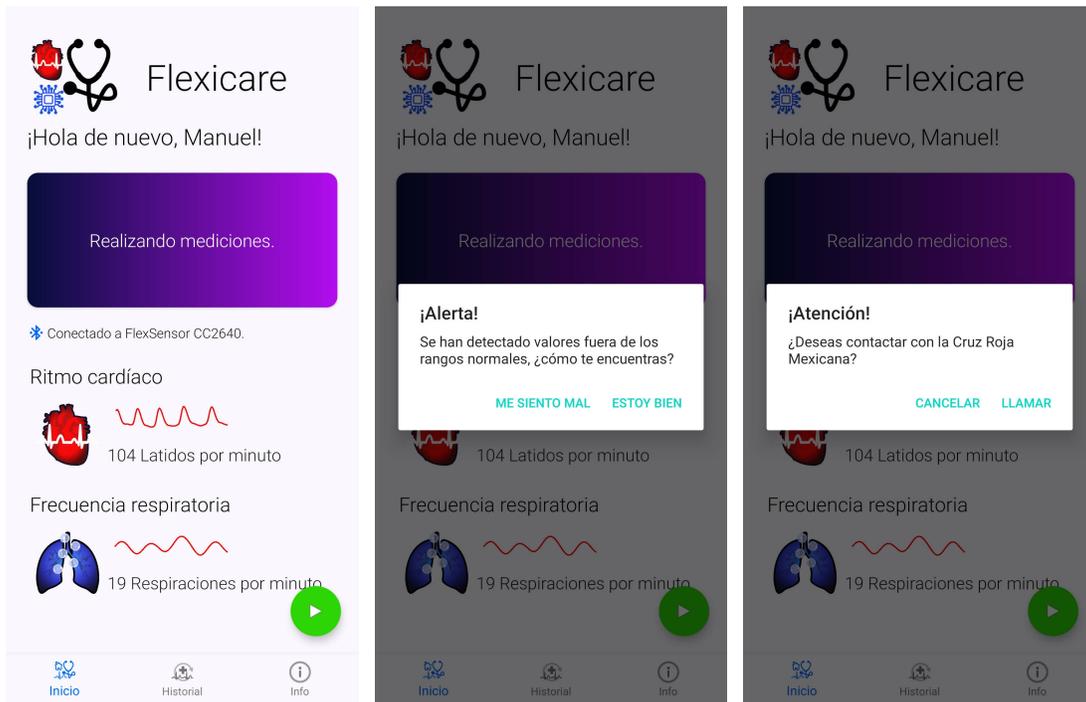
4.4. Notificación de riesgos

En la Figura 4.13 se muestra la respuesta del sistema de notificación de riesgos al detectar que un parámetro fisiológico no está en el rango normal de la señal. Este sistema es lanzado automáticamente una vez finalizada la adquisición de datos y alerta al usuario de la anomalía detectada, se pregunta si se encuentra bien o mal y para la segunda opción, se ofrece un segundo menú para elegir contactarse con algún servicio de salud.

Los rangos de valores capaces de disparar la alerta de riesgos, fueron escogidos con base en la sección *Signos Vitales* en el Capítulo 2, más un cierto umbral como tolerancia al error, siendo estos valores descritos en la Tabla 4.4.

Tabla 4.4: Parámetros fisiológicos anormales en estado de reposo, capaces de emitir una alerta de notificación de riesgos.

Variable fisiológica	Límite inferior	Límite superior
Ritmo cardíaco	≤ 55 lpm	≥ 100 lpm
Ritmo respiratorio	≤ 10 rpm	≥ 20 rpm
Temperatura	≤ 35.5 °C	≥ 38.0 °C



(a) La medición de ritmo cardíaco no entra dentro de los límites normales en reposo.

(b) Se despliega una alerta automática para alertar al usuario.

(c) En caso de sentirse mal, da la opción de iniciar una llamada con la Cruz Roja Mexicana.

Figura 4.13: Sistema de notificación de riesgos en acción. Para disparar la alerta se hizo una medición después de realizar actividad física.

Con base en las pruebas y resultados presentados en este capítulo, se procederá a compararlo y evaluarlo respecto a las metas y resultados esperados descritos en la introducción de este trabajo, y finalmente, se darán sugerencias para mejorar el sistema.

Capítulo 5

Conclusiones y Trabajo a futuro

En este trabajo se logró diseñar e implementar un dispositivo electrónico capaz de adquirir y registrar en tiempo real tres parámetros fisiológicos en el cuerpo humano: temperatura, ritmo cardíaco y frecuencia respiratoria.

La temperatura fue medida a través de un **RTD** con un puente de Wheathstone y un amplificador de instrumentación, arrojando valores de voltaje que son procesados por un microcontrolador, y según la amplitud de la señal y el voltaje de alimentación, es asociado con su valor de temperatura correspondiente. El sensor puede entregar lecturas desde los 31.85 °C a los 46.38 °C, contemplando así los posibles valores de temperatura que un ser humano pueda tener.

El sensor de fotopletismografía implementado, gracias a los filtros analógicos que contiene en su diseño, fue capaz de detectar las variaciones en el flujo sanguíneo debido a la sangre arterial pulsátil. De esta componente pueden ser extraídos diversos parámetros fisiológicos relacionados con los sistemas cardíaco, respiratorio y nervioso autónomo; particularmente en este trabajo, a través de una serie de filtros digitales y el análisis mediante un algoritmo de detección de picos, se logró obtener los parámetros de ritmo cardíaco y de frecuencia respiratoria, con un intervalo de medición de hasta 180 latidos por minuto para el ritmo cardíaco y de 30 respiraciones por minuto para la frecuencia respiratoria.

En cuanto al sistema de adquisición (**SA**), se logró implementar un diseño modular que acepte la conexión con diversos sensores y un firmware capaz de abstraer y encapsular la información asociada a éstos. Es capaz de adquirir señales analógicas, convertirlas a su formato digital, procesarlas y enviarlas a través de una interfaz de comunicación de

Bluetooth de Baja Energía hasta una velocidad de 1 Mbit s^{-1} .

El dispositivo vestible en su conjunto Sensor - **SA**, está acondicionado para funcionar correctamente con una alimentación energética de 3.0V a 3.7V, y para el caso de una batería de 60 mA h, el **DV** ofrece una autonomía energética de alrededor de poco más de 900 mediciones para el sensor de temperatura y de ≈ 250 mediciones para el sensor de fotopleletismografía.

Finalmente, se logró desarrollar una aplicación móvil compatible con Android™ v6.0+, en la cual es recibida, post-procesada y desplegada al usuario la información adquirida por el dispositivo vestible en tiempo real; también registra y almacena los parámetros fisiológicos encontrados, de modo que el usuario pueda acceder a éstos en orden cronológico y clasificados según su tipo; y además, la aplicación móvil implementa un sistema de notificación de riesgos, dando la opción al usuario de contactarse con algún servicio de salud pública, en caso de que los parámetros medidos no se encuentren dentro del rango considerado como normal.

Particularmente, se logró establecer una metodología para desarrollar y diseñar funcionalmente un dispositivo integral para obtener señales fisiológicas empleando sensores e instrumentación de alto desempeño, así como la puesta en funcionamiento de un aplicación móvil para registrar los datos de las variables de interés. Sin embargo, por causas de fuerza mayor derivadas de la pandemia mundial de la enfermedad COVID 19, la implementación final del dispositivo en electrónica flexible no se logró cumplir al cien por ciento. Por esta razón, el prototipo aquí presentado se realizó empleando circuitos electrónicos impresos convencionales, para los cuales, se comprobó que el diseño electrónico realizado cumplía con las funciones para las que fueron creados; quedando así la implementación flexible como un concepto de diseño y paso final para completar íntegramente el primer objetivo propuesto, y que será realizado como un próximo trabajo a futuro.

Exceptuando el punto anterior, todos los demás objetivos de este proyecto de tesis fueron cumplidos en su totalidad, sin embargo, en la marcha al momento de desarrollar y probar el sistema, se pudieron observar potenciales mejoras o características nuevas que pudieran resultar en un sistema más robusto, completo y útil funcionalmente hablando. Entre estos se mencionan:

- Actualizar los conectores usados para la conexión Sistema de adquisición - Sensor. Esto puede reducir el tamaño en los diseños, además de hacer el dispositivo vestible

más estético y ergonómico.

- Proveer de un mecanismo para la actualización de *firmware* en el dispositivo flexible de manera inalámbrica.
- Desarrollar un sistema que le permita a la aplicación móvil conectarse a más de un dispositivo de manera simultánea para monitorizar varios sensores al mismo tiempo.
- Integración natural de una batería flexible al sistema de adquisición con su respectivo circuito de carga para una mejor autonomía energética.
- Reconfiguración del **SA** para soportar y manejar conexiones con sensores digitales.

Apéndices

A continuación se listan las hojas de datos de los dispositivos electrónicos usados para la implementación del dispositivo flexible:

1. **Microcontrolador** CC2640R2F de *Texas Instruments*.
2. **Detector de temperatura resistivo** Pt100 de *Vishay*.
3. **Amplificador de instrumentación** INA317 de *Texas Instruments*.
4. **Amplificadores operacionales** MCP6291 y MCP6292 de *Texas Instruments*.
5. **Fotodiodo** VBPW34FASR de *Vishay*.
6. **Led infrarrojo** AA3528F3S de *Kingbright*.

CC2640R2F

SimpleLink™ Bluetooth® 5.1 Low Energy Wireless MCU

1 Device Overview

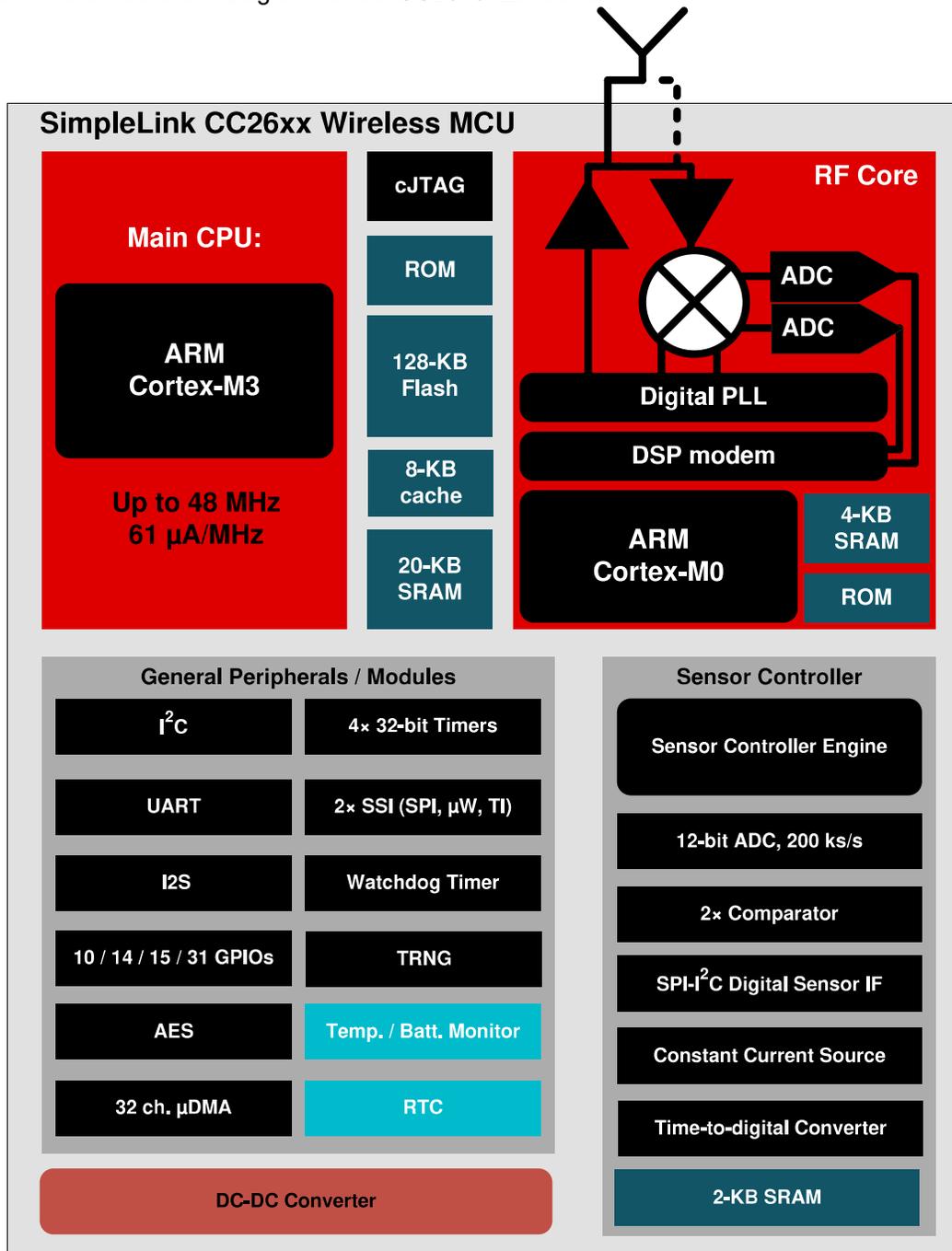
1.1 Features

- Microcontroller
 - Powerful Arm® Cortex®-M3
 - EEMBC CoreMark® score: 142
 - Up to 48-MHz clock speed
 - 275KB of nonvolatile memory including 128KB of in-system Programmable Flash
 - Up to 28KB of system SRAM, of which 20KB is ultra-low leakage SRAM
 - 8KB of SRAM for cache or system RAM use
 - 2-Pin cJTAG and JTAG debugging
 - Supports over-the-air upgrade (OTA)
- Ultra-low power sensor controller
 - Can run autonomous from the rest of the system
 - 16-bit architecture
 - 2KB of ultra-low leakage SRAM for code and data
- Efficient code size architecture, placing drivers, TI-RTOS, and Bluetooth® software in ROM to make more Flash available for the application
- RoHS-compliant packages
 - 2.7-mm × 2.7-mm YFV DSBGA34 (14 GPIOs)
 - 4-mm × 4-mm RSM VQFN32 (10 GPIOs)
 - 5-mm × 5-mm RHB VQFN32 (15 GPIOs)
 - 7-mm × 7-mm RGZ VQFN48 (31 GPIOs)
- Peripherals
 - All digital peripheral pins can be routed to any GPIO
 - Four general-purpose timer modules (eight 16-bit or four 32-bit timers, PWM each)
 - 12-bit ADC, 200-ksamples/s, 8-channel analog MUX
 - Continuous time comparator
 - Ultra-low power analog comparator
 - Programmable current source
 - UART, I2C, and I2S
 - 2× SSI (SPI, MICROWIRE, TI)
 - Real-Time Clock (RTC)
 - AES-128 security module
 - True Random Number Generator (TRNG)
 - Support for eight capacitive-sensing buttons
 - Integrated temperature sensor
- External system
 - On-chip internal DC/DC converter
 - Seamless integration with CC2590 and CC2592 range extenders
 - Very few external components
 - Pin compatible with the SimpleLink™ CC2640 and CC2650 devices in all VQFN packages
 - Pin compatible with the SimpleLink™ CC2642R and CC2652R devices in 7-mm × 7-mm VQFN packages
 - Pin compatible with the SimpleLink™ CC1350 device in 4-mm × 4-mm and 5-mm × 5-mm VQFN packages
- Low power
 - Wide supply voltage range
 - Normal operation: 1.8 to 3.8 V
 - External regulator mode: 1.7 to 1.95 V
 - Active-Mode RX: 5.9 mA
 - Active-Mode TX at 0 dBm: 6.1 mA
 - Active-Mode TX at +5 dBm: 9.1 mA
 - Active-Mode MCU: 61 µA/MHz
 - Active-Mode MCU: 48.5 CoreMark/mA
 - Active-Mode sensor controller: 0.4mA + 8.2 µA/MHz
 - Standby: 1.1 µA (RTC running and RAM/CPU retention)
 - Shutdown: 100 nA (wake up on external events)
- RF section
 - 2.4-GHz RF transceiver compatible with Bluetooth® Low Energy 5.1 and earlier LE specifications
 - Excellent receiver sensitivity (–97 dBm for BLE), selectivity, and blocking performance
 - Link budget of 102 dB for BLE
 - Programmable output power up to +5 dBm
 - Single-ended or differential RF interface
 - Suitable for systems targeting compliance with worldwide radio frequency regulations
 - ETSI EN 300 328 (Europe)
 - EN 300 440 Class 2 (Europe)
 - FCC CFR47 Part 15 (US)
 - ARIB STD-T66 (Japan)



1.4 Functional Block Diagram

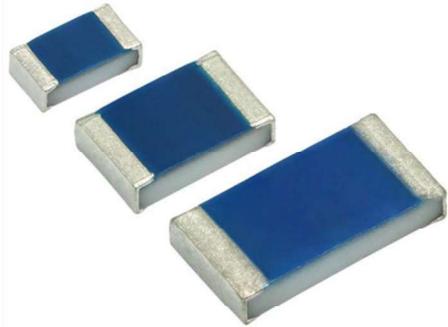
Figure 1-1 shows a block diagram for the CC2640R2F device.



Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

Figure 1-1. Block Diagram

Temperature Dependent Platinum Thin Film Chip Resistor (RTD)



DESIGN SUPPORT TOOLS

[click logo to get started](#)



PTS SMD flat chip temperature dependent resistors are the perfect choice for temperature control of electronics operating under varying environmental conditions. The highly controlled platinum thin film manufacturing process guarantees an outstanding stability of temperature characteristics which ensures reliable operation even under harsh conditions.

FEATURES

- Standardized characteristics according to IEC 60751
- Advanced thin film technology
- Short reaction times down to $t_{0,9} \leq 2$ s (in air)
- Outstanding stability of temperature characteristic
- Supports lead (Pb)-free soldering
- Material categorization: for definitions of compliance please see www.vishay.com/doc?99912



APPLICATIONS

Temperature measurement and control in

- Aviation electronics
- Industrial electronics
- Medical electronics

TECHNICAL SPECIFICATIONS

DESCRIPTION	PTS 0603	PTS 0805	PTS 1206	
Resistance values R_0 at 0 °C	100 Ω	100 Ω , 500 Ω	100 Ω , 500 Ω , 1000 Ω	
Temperature coefficient (0 °C to +100 °C), IEC60751	+3850 ppm/K			
Tolerance classes	F0,3, F0,6			
Operating temperature range	-55 °C to +155 °C			
Long term stability $\Delta R_0/R_0$; R_0 change after 1000 h at +155 °C	< ± 0.04 %			
Insulation resistance	> 10 M Ω			
Measurement current $I_{meas.}$ (DC) ⁽²⁾	100 Ω	0.1 mA to 0.50 mA	0.1 mA to 1.0 mA	0.1 mA to 1.0 mA
	500 Ω	-	0.1 mA to 0.40 mA	0.1 mA to 0.40 mA
	1000 Ω	-	-	0.1 mA to 0.25 mA
Self-heating ⁽¹⁾	Still air ($v = 0$ m/s)	≤ 0.9 K/mW	≤ 0.8 K/mW	≤ 0.7 K/mW
Thermal response time (1)	Flowing water ($v = 0.4$ m/s)	$t_{0,5} \leq 0.1$ s	$t_{0,5} \leq 0.2$ s	$t_{0,5} \leq 0.3$ s
		$t_{0,9} \leq 0.2$ s	$t_{0,9} \leq 0.3$ s	$t_{0,9} \leq 0.4$ s
	Flowing air ($v = 3.0$ m/s)	$t_{0,5} \leq 1.0$ s	$t_{0,5} \leq 1.5$ s	$t_{0,5} \leq 2.0$ s
		$t_{0,9} \leq 2.0$ s	$t_{0,9} \leq 3.0$ s	$t_{0,9} \leq 5.0$ s

Notes

⁽¹⁾ Valid for sensor element only, in low dissipative mode. Response time and self-heating are influenced by mounting materials as substrate, solder lands, tracks and solders used

⁽²⁾ Indicated measurement currents can be applied continuously with self-heating effect of less than 0.1 °C

INA317 Micro-Power (50- μ A), Zero-Drift, Rail-to-Rail-Out Instrumentation Amplifier

1 Features

- Low Offset Voltage: 75 μ V (Maximum), $G \geq 100$
- Low Drift: 0.3 μ V/ $^{\circ}$ C, $G \geq 100$
- Low Noise: 50 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$, $G \geq 100$
- High CMRR: 100 dB (Minimum), $G \geq 10$
- Low Input Bias Current: 200 pA (Maximum)
- Supply Range: 1.8 V to 5.5 V
- Input Voltage: (V $-$) 0.1 V to (V $+$) $-$ 0.1 V
- Output Range: (V $-$) 0.05 V to (V $+$) $-$ 0.05 V
- Low Quiescent Current: 50 μ A
- Operating Temperature: -40° C to $+125^{\circ}$ C
- RFI Filtered Inputs
- 8-Pin VSSOP Package

2 Applications

- Bridge Amplifiers
- ECG Amplifiers
- Pressure Sensors
- Medical Instrumentation
- Portable Instrumentation
- Weigh Scales
- Thermocouple Amplifiers
- RTD Sensor Amplifiers
- Data Acquisition

3 Description

The INA317 is a low-power, precision instrumentation amplifier offering excellent accuracy. The versatile 3-operational amplifier design, small size and low power make the INA317 usable in a wide range of portable applications.

A single external resistor sets any gain from 1 to 1000, as defined by the industry-standard gain equation: $G = 1 + (100 \text{ k}\Omega / R_G)$.

The instrumentation amplifier provides low offset voltage (75 μ V, $G \geq 100$), excellent offset voltage drift (0.3 μ V/ $^{\circ}$ C, $G \geq 100$) and high common-mode rejection (100 dB at $G \geq 10$). The INA317 operates with power supplies as low as 1.8 V (\pm 0.9 V) and a quiescent current of 50 μ A, making the device usable in battery-operated systems. Using autocalibration techniques to ensure precision over the extended industrial temperature range, the INA317 device offers low noise density (50 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$) that extends down to DC.

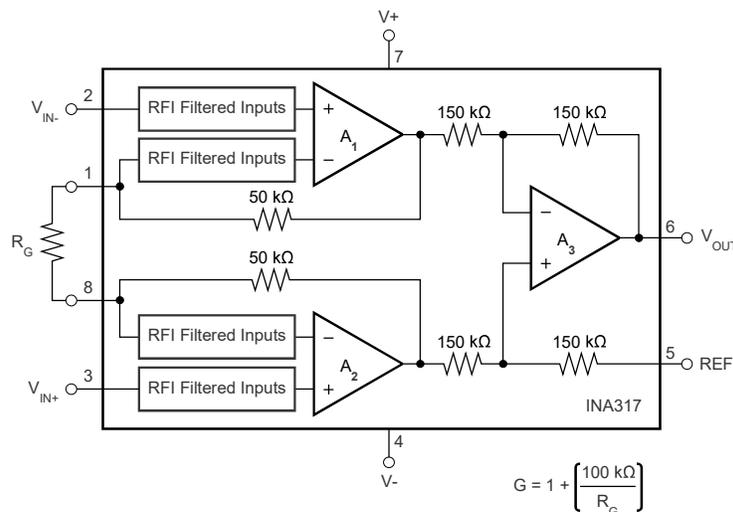
The INA317 is available in an 8-pin VSSOP surface-mount package and is specified over the $T_A = -40^{\circ}$ C to $+125^{\circ}$ C temperature range.

Device Information⁽¹⁾

PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
INA317	VSSOP (8)	3.00 mm \times 3.00 mm

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the data sheet.

Simplified Schematic



Copyright © 2017, Texas Instruments Incorporated



MCP629x 10-MHz, Rail-to-Rail Operational Amplifier

1 Features

- Gain bandwidth product: 10-MHz typical
- Operating supply voltage: 2.4 V to 5.5 V
- Rail-to-rail input/output
- Low input bias current: 1 pA
- Low quiescent current: 0.6 mA
- Input voltage noise: 8.7 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ at $f = 10$ kHz
- Internal RF and EMI filter
- Extended temperature range: -40°C to 125°C
- Unity-gain stable
- Easier to stabilize with higher capacitive load due to resistive open-loop output impedance

2 Applications

- Power modules
- Smoke detectors
- HVAC: heating, ventilating, and air conditioning
- Battery-powered applications
- Sensor signal conditioning
- Photodiode amplifier
- Analog filters
- Medical instrumentation
- Notebooks and PDAs
- Barcode scanners
- Audio receiver
- Automotive infotainment

3 Description

The MCP6291 (single), MCP6292 (dual), and MCP6294 (quad) devices comprise a family of general-purpose, low-power operational amplifiers. Features such as rail-to-rail input and output swings, low quiescent current (600- $\mu\text{A}/\text{ch}$ typical) combined with a wide bandwidth of 10 MHz, and low noise (8.7 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ at 10 kHz) make this family attractive for a variety of applications that require a balance between cost and performance. The low input bias current enables the family to be used in applications with high-source impedances.

The robust design of the MCP629x provides ease-of-use to the circuit designer: a unity-gain stable, integrated RFI and EMI rejection filter, no phase reversal in overdrive condition, and high electrostatic discharge (ESD) protection (4-kV HBM).

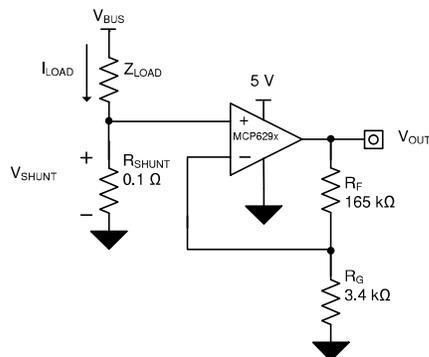
The MCP629x family operates over the extended temperature range of -40°C to 125°C . The family has a power supply range of 2.4 V to 5.5 V.

Device Information⁽¹⁾

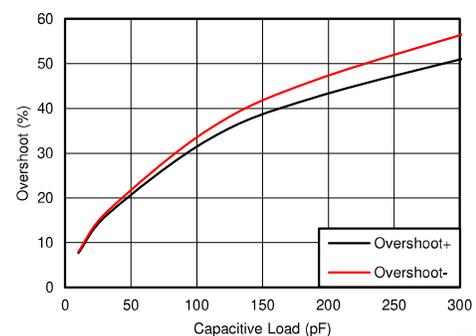
PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
MCP6291	SOT-23 (5)	1.60 mm × 2.90 mm
	SC70 (5)	1.25 mm × 2.00 mm
MCP6292	SOIC (8)	3.91 mm × 4.90 mm
	VSSOP (8)	3.00 mm × 3.00 mm
	SOT-23 (8)	1.60 mm × 2.90 mm
MCP6294	SOIC (14)	8.65 mm × 3.91 mm
	TSSOP (14)	4.40 mm × 5.00 mm

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the data sheet.

Low-Side Motor Control



Small-Signal Overshoot vs Load Capacitance



Silicon PIN Photodiode



21726

FEATURES

- Package type: surface mount
- Package form: GW, RGW
- Dimensions (L x W x H in mm): 6.4 x 3.9 x 1.2
- Radiant sensitive area (in mm²): 7.5
- High radiant sensitivity
- Daylight blocking filter matched with 870 nm to 950 nm emitters
- Fast response times
- Angle of half sensitivity: $\phi = \pm 65^\circ$
- Floor life: 168 h, MSL 3, acc. J-STD-020
- Lead (Pb)-free reflow soldering
- Compliant to RoHS Directive 2002/95/EC and in accordance to WEEE 2002/96/EC
- Halogen-free according to IEC 61249-2-21 definition


RoHS
 COMPLIANT
 HALOGEN
FREE

DESCRIPTION

VBPW34FAS and VBPW34FASR are high speed and high sensitive PIN photodiodes. It is a surface mount device (SMD) including the chip with a 7.5 mm² sensitive area and a daylight blocking filter matched with IR emitters operating at wavelength 870 nm or 950 nm.

APPLICATIONS

- High speed detector for infrared radiation
- Infrared remote control and free air data transmissionsystems, e.g. in combination with TSFFxxxx

PRODUCT SUMMARY

COMPONENT	I_{ra} (μ A)	ϕ (deg)	$\lambda_{0.5}$ (nm)
VBPW34FAS	55	± 65	780 to 1050
VBPW34FASR	55	± 65	780 to 1050

Note

- Test conditions see table "Basic Characteristics"

ORDERING INFORMATION

ORDERING CODE	PACKAGING	REMARKS	PACKAGE FORM
VBPW34FAS	Tape and reel	MOQ: 1000 pcs, 1000 pcs/reel	Gullwing
VBPW34FASR	Tape and reel	MOQ: 1000 pcs, 1000 pcs/reel	Reverse gullwing

Note

- MOQ: minimum order quantity

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (T_{amb} = 25 °C, unless otherwise specified)

PARAMETER	TEST CONDITION	SYMBOL	VALUE	UNIT
Reverse voltage		V_R	60	V
Power dissipation	$T_{amb} \leq 25^\circ\text{C}$	P_V	215	mW
Junction temperature		T_j	100	°C
Operating temperature range		T_{amb}	- 40 to + 100	°C
Storage temperature range		T_{stg}	- 40 to + 100	°C
Soldering temperature	Acc. reflow solder profile fig. 8	T_{sd}	260	°C
Thermal resistance junction/ambient		R_{thJA}	350	K/W



AA3528F3S

3.5 x 2.8 mm Infrared Emitting Diode

DESCRIPTION

- F3 Made with Gallium Arsenide Infrared Emitting diodes

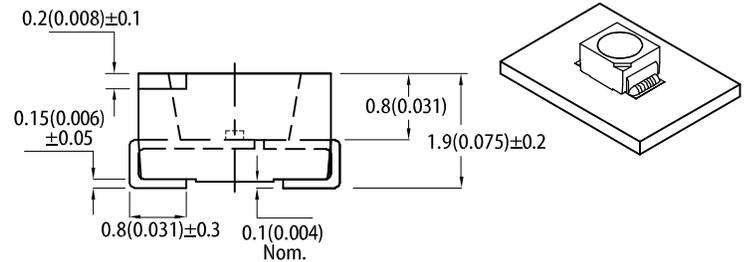
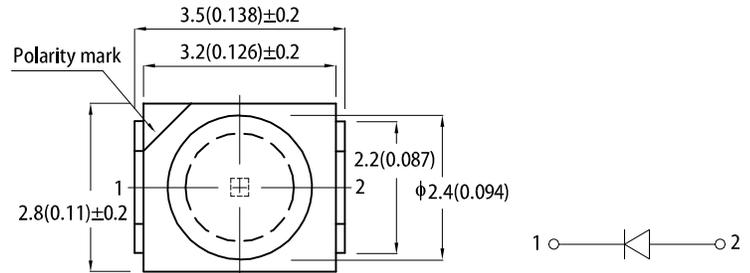
FEATURES

- Mechanically and spectrally matched to the phototransistor
- Package: 2000 pcs / reel
- Moisture sensitivity level: 3
- RoHS compliant

APPLICATIONS

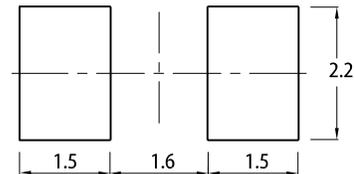
- Infrared Illumination for cameras
- Machine vision systems
- Surveillance systems
- Industrial electronics
- IR data transmission
- Remote control

PACKAGE DIMENSIONS



RECOMMENDED SOLDERING PATTERN

(units : mm; tolerance : ± 0.1)



Notes:

- All dimensions are in millimeters (inches).
- Tolerance is $\pm 0.25(0.01)$ unless otherwise noted.
- The specifications, characteristics and technical data described in the datasheet are subject to change without prior notice.
- The device has a single mounting surface. The device must be mounted according to the specifications.

SELECTION GUIDE

Part Number	Emitting Color (Material)	Lens Type	Po (mW/sr) @ 20mA ^[2]		Viewing Angle ^[1]
			Min.	Typ.	2θ1/2
AA3528F3S	Infrared (GaAs)	Water Clear	1.6	4	120°
			*1.2	*2.5	

Notes:
 1. $\theta_{1/2}$ is the angle from optical centerline where the luminous intensity is 1/2 of the optical peak value.
 2. Radiant intensity / luminous flux: +/-15%.
 * Radiant intensity value is traceable to CIE127-2007 standards.

ELECTRICAL / OPTICAL CHARACTERISTICS at T_A=25°C

Parameter	Symbol	Emitting Color	Value		Unit
			Typ.	Max.	
Wavelength at Peak Emission I _F = 20mA	λ _{peak}	Infrared	940	-	nm
Spectral Bandwidth at 50% Φ REL MAX I _F = 20mA	Δλ	Infrared	50	-	nm
Capacitance	C	Infrared	90	-	pF
Forward Voltage I _F = 20mA	V _F ^[1]	Infrared	1.2	1.6	V
Reverse Current (V _R = 5V)	I _R	Infrared	-	10	uA
Temperature Coefficient of Wavelength I _F = 20mA, -10°C ≤ T ≤ 85°C	TC _λ	Infrared	0.3	-	nm/°C
Temperature Coefficient of V _F I _F = 20mA, -10°C ≤ T ≤ 85°C	TC _V	Infrared	-1.2	-	mV/°C

Notes:

1. Forward voltage: ±0.1V.
2. Wavelength value is traceable to CIE127-2007 standards.
3. Excess driving current and / or operating temperature higher than recommended conditions may result in severe light degradation or premature failure.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS at T_A=25°C

Parameter	Symbol	Value	Unit
Power Dissipation	P _D	90	mW
Reverse Voltage	V _R	5	V
Junction Temperature	T _j	115	°C
Operating Temperature	T _{op}	-40 to +85	°C
Storage Temperature	T _{stg}	-40 to +85	°C
DC Forward Current	I _F	50	mA
Peak Forward Current	I _{FM} ^[1]	1200	mA
Electrostatic Discharge Threshold (HBM)	-	8000	V
Thermal Resistance (Junction / Ambient)	R _{th JA} ^[2]	210	°C/W
Thermal Resistance (Junction / Solder point)	R _{th JS} ^[2]	90	°C/W

Notes:

1. 1/100 Duty Cycle, 10μs Pulse Width.
2. R_{th JA}, R_{th JS} Results from mounting on PC board FR4 (pad size ≥ 16 mm² per pad).
3. Relative humidity levels maintained between 40% and 60% in production area are recommended to avoid the build-up of static electricity – Ref JEDEC/JESD625-A and JEDEC/J-STD-033.

Bibliografía

- [1] Tehrani, Kiana, Andrew Michael., *Wearable Technology and Wearable Devices: Everything You Need to Know.*, Wearable Devices Magazine, WearableDevices.com, March 2014. Web.
- [2] Suphan Nasir, Yigit Yurder, *Consumers' and Physicians' Perceptions about High Tech Wearable Health Products*, Procedia - Social and Behavioral Sciences, Volume 195,2015, Pages 1261-1267.
- [3] J. A. Rogers and Y. Huang, *A curvy, stretchy future for electronics*, Proc. Natl. Acad. Sci. U. S. A., vol. 106, Jul. 2009, pp. 10875–10876.
- [4] Dias, D., & Paulo Silva Cunha, J. (2018). *Wearable Health Devices-Vital Sign Monitoring, Systems and Technologies*. Sensors (Basel, Switzerland), 18(8), 2414.
- [5] Rim Negra, Imen Jemili, Abdelfettah Belghith. *Wireless Body Area Networks: Applications and Technologies*, Procedia Computer Science, Volume 83, 2016, Pages 1274-1281,
- [6] Sungmee Park and S. Jayaraman., *Enhancing the quality of life through wearable technology*, in IEEE Engineering in Medicine and Biology Magazine, vol. 22, no. 3, pp. 41-48, May-June 2003.
- [7] S. C. Mukhopadhyay, *Wearable Sensors for Human Activity Monitoring: A Review*, in IEEE Sensors Journal, vol. 15, no. 3, pp. 1321-1330, March 2015.
- [8] Villegas González, Juliana, Villegas Arenas, Oscar Alberto, Villegas González, Valentina *Semiología de los signos vitales: Una mirada novedosa a un problema vigente*. Archivos de Medicina (Col) [en línea]. 2012, 12(2), 221-240[fecha de Consulta 5 de Mayo de 2020]. ISSN: 1657-320X. Disponible en: <https://www.redalyc.org/articulo.oa?id=273825390009>

- [9] Audrey Berman, Shirlee J.Snyder, Barbara Kozier, Glenora Erb. *Fundamentos de Enfermería Concepros, proceso y prácticas Vol II*. 8va Ed. Madrid. Parson Educación S.A., pp. 526-561, 2008
- [10] J.A.F. Tresguerres, C. Ariznavarreta, V. Cachofeiro, D.Cardinali, E. Escrich, P. Gil Loyzaga, V. Lahera Juliá, F. Mora Teruel, M. Romano Pardo, J. Tamargo Menéndez. *Fisiología Humana*. 3a Ed. Madrid. McGraw-Hill Interamericana de españa S.A.U., pp.485-584, 2005.
- [11] María Agustina Miragaya, Osvaldo Federico Magri. *Ecuación mas conveniente para predecir frecuencia cardíaca esperada en esfuerzo*. [en línea] Revista Insuficiencia Cardíaca, 2016. [fecha de consulta 5 de Mayo de 2020]. ISSN: 1850-1044. Disponible en: http://www.insuficienciacardiaca.org/pdf/v11n2_16/56Ecuacion-Miragaya.pdf.
- [12] Guyton & Hall. *Tratado de fisiología médica*. 12va Ed. Jackson, Mississippi, Centro Médico de la Universidad de Mississippi, Elseiver, pp.465, 2011.
- [13] Prías-Barragán, J.J. & Navarro Perez, Alvaro Andres & Padilla, Jose. *Instrumentation System for Measurement Temperature, pH and Dissolved Oxygen present in Fish Farming Under Condition of Artificial Pond*. 2013, Scientia Et Technica. 18. pp. 402.
- [14] Webster, John. *Measurement, Instrumentation, and Sensors Handbook*. CRC Press (1998).
- [15] M.I. Larry Escobar Salguero. *Diseño de Filtros Digitales*. Facultad de Ingeniería, UNAM, marzo 2006. [en línea] [fecha de consulta 15 de Mayo de 2020]. Disponible en: <http://odin.fi-b.unam.mx/labdsp/files/libros/filtros.pdf>
- [16] Kerry Lacanette. *A Basic Introduction to Filters - Active, Passive, and Switched Capacitor*. National Semiconductor, Application Note 779, 2010. [en línea] [fecha de consulta 15 de Mayo de 2020]. Disponible en: <http://www.ti.com/lit/an/snoa224a/snoa224a.pdf>
- [17] Thomas L. Floyd. *Fundamentos de sistemas digitales*. 9a Edición. Pearson Educación S.A., Madrid, 2006.
- [18] Joseph Wu. *A Basic Guide to RTD Measurements*. Textas Instruments, Application Report SBAA2758, June 2018. [en línea, fecha de última consulta: 15 de junio de

- 2020.] Disponible en: <https://www.ti.com/lit/an/sbaa275/sbaa275.pdf>
- [19] S. Gil. *Experimentos de Física de bajo costo, usando TIC's*. Universidad Nacional de San Martín, Buenos Aires, Argentina, marzo de 2016.
- [20] Aymen A. Alian, Kirk H. Shelley, *Photoplethysmography*. Best Practice & Research Clinical Anaesthesiology, Volume 28, Issue 4, 2014, Pages 395-406, ISSN 1521-6896.
- [21] Santiago Lopez. *Pulse Oximeter Fundamentals and Design*. Freescale Semiconductor, Application Note document number: AN4327, 2012. [en línea, última fecha de consulta: 10 de junio de 2020]. Disponible en: <https://www.nxp.com/docs/en/application-note/AN4327.pdf>
- [22] Michael Barr, Andy Oram. *Programming Embedded Systems in C and C++*, 1st edition, 1999. O'Reilly & Associates, Inc., USA.
- [23] E. A. Lee and S.A. Seshia. *Introduction to Embedded Systems - A Cyber-Physical Systems Approach*. 2nd ed. MIT Press, 2017.
- [24] R. Bannatyne and G. Viot, *Introduction to microcontrollers. I*, Wescon/98. Conference Proceedings (Cat. No.98CH36265), Anaheim, CA, USA, 1998, pp. 350-360, doi: 10.1109/WESCON.1998.716623.
- [25] Allan Huynh. *Study of Wired and Wireless Data Transmissions*. Linköping Studies in Science and Technology Dissertations, No. 1352, Linköpings University, Sweden 2010.
- [26] A. A. S. Reaz, R. Alam, B. Kamal and F. Alam, *Application development for Bluetooth embedded systems*, 8th International Multitopic Conference, 2004. Proceedings of INMIC 2004., Lahore, 2004, pp. 244-249, doi: 10.1109/INMIC.2004.1492883.
- [27] Texas Instruments, *Bluetooth Low Energy Software Developer's Guide - Developing a Bluetooth Low Energy Application*, version 3.00.1. [en línea, fecha de última consulta: 11 de junio de 2020]. Disponible en: http://software-dl.ti.com/lprf/simplelink_cc2640r2_sdk/1.30.00.25/exports/docs/blestack/ble_sw_dev_guide/html/ustack/index.html

Bibliografia

- [28] K.C.Wang. *Embedded and Real-Time Operating Systems*. Springer International Publishing, 2017. School of Electrical Engineering and Computer Science Washington State University, Pullman, WA, USA.
- [29] Bezboruah, Tulshi. *Mobile Computing: The Emerging Technology, Sensing, Challenges and Applications*. 2011. 4. 165-174.