

Informe final

PFMFC



Prototipo Funcional de Medición de Frecuencia Cardíaca

Autor: Andrés Caveda Amiel

Carrera: Ingeniería Electrónica

Contacto institución: ingenier@fi.mdp.edu.ar



Octubre, 2024



RINFI es desarrollado por la Biblioteca de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Mar del Plata.

Tiene como objetivo recopilar, organizar, gestionar, difundir y preservar documentos digitales en Ingeniería, Ciencia y Tecnología de Materiales y Ciencias Afines.

A través del Acceso Abierto, se pretende aumentar la visibilidad y el impacto de los resultados de la investigación, asumiendo las políticas y cumpliendo con los protocolos y estándares internacionales para la interoperabilidad entre repositorios



Esta obra está bajo una [Licencia Creative Commons Atribución- NoComercial-CompartirIgual 4.0 Internacional](https://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/4.0/).

Informe final

PFMFC



Prototipo Funcional de Medición de Frecuencia Cardíaca

Autor: Andrés Caveda Amiel

Carrera: Ingeniería Electrónica

Contacto institución: ingenier@fi.mdp.edu.ar



Octubre, 2024

Índice contenido

1.	Capítulo 1: Introducción.....	1
1.1.	Propósito.....	1
1.2.	Alcance del proyecto.....	1
1.3.	Personal involucrado.....	1
2.	Capítulo 2: Anteproyecto.....	3
2.1.	Requerimientos.....	3
2.2.	Plan de proyecto.....	3
3.	Capítulo 3: Fundamentos teóricos.....	4
3.1.	Medición de la frecuencia cardíaca.....	4
3.2.	Fotopletismografía.....	5
3.2.1.	Teoría física del color.....	6
3.2.2.	Principios de la fotopletismografía.....	7
4.	Capítulo 4: Solución.....	9
4.1.	Desarrollo del Hardware.....	9
4.1.1.	Sensado.....	9
4.1.2.	Acondicionamiento.....	11
4.1.2.1.	Transducción.....	11
	Análisis de estabilidad.....	13
4.1.2.2.	Filtrado y amplificación.....	15
4.1.2.2.1.	Modulación.....	16
4.1.2.2.2.	Primera etapa de filtrado y amplificación.....	17
	Análisis de estabilidad.....	20
4.1.2.2.3.	Demodulación.....	22
4.1.2.2.4.	Segunda etapa de filtrado y amplificación.....	24
	Análisis de estabilidad.....	25
4.1.2.3.	Comparador con histéresis.....	27
4.1.2.4.	Circuito analógico completo.....	29
4.2.	Desarrollo del firmware y software.....	29
4.2.1.	Digitalización.....	29
4.2.2.	Procesamiento de señales.....	30
4.2.3.	Comunicación.....	32
4.2.4.	Visualización.....	38
4.3.	Validación de la medición.....	39

5.	Capítulo 5: Desafíos encontrados	42
5.1.	Desafíos técnicos.....	42
5.2.	Desafíos generales	42
6.	Capítulo 6: Conclusiones y posibles mejoras	44
7.	Capítulo 7: Bibliografía y referencias	45

Índice imágenes

Figura 3.1 Señal ECG.....	4
Figura 3.2 Pulsómetro de banda pectoral (izquierda), pulsómetro por fotopleletismografía (derecha).	5
Figura 3.3 Fotopleletismografía por transiluminación (izquierda) y por reflexión (derecha).....	6
Figura 3.4 Reflexión de luz dependiendo el color de superficie.	6
Figura 3.5 Absorción de luz por las hemoglobinas de la sangre a distintas longitudes de onda..	7
Figura 3.6 Absorción de la luz en las distintas capas.	7
Figura 4.1 Diagrama en bloques.....	9
Figura 4.2 Circuito de sensado	10
Figura 4.3 Curva característica general de un fotodiodo	11
Figura 4.4 Etapas del acondicionamiento	11
Figura 4.5 Amplificador de transimpedancia	12
Figura 4.6 Diagrama de Bode de Amplitud	13
Figura 4.7 Diagrama en bloques de estabilidad	13
Figura 4.8 Diagrama de Bode $G(s)$ vs $1/H(s)$	14
Figura 4.9 V_{pp} vs Alimentación TL081	15
Figura 4.10 Etapas filtrado y amplificación	15
Figura 4.11 Fuentes de ruido	16
Figura 4.12 Diagrama de modulación	17
Figura 4.13 Representación en frecuencia del primer filtrado	18
Figura 4.14 Filtro Multi-Feedback 2do orden	19
Figura 4.15 Diagrama de bode Filtro MFB	20
Figura 4.16 Diagrama en bloques de estabilidad	20
Figura 4.17 Diagrama de bode de amplitud de $G - s$	21
Figura 4.18 Diagrama de Bode $G(s)$ vs $1/H(s)$	22
Figura 4.19 Diagrama detector de envolvente.....	23
Figura 4.20 Representación de la banda de frecuencia de interés.....	24
Figura 4.21 Diagrama de Bode Filtro RC 2do orden.....	25
Figura 4.22 Diagrama en bloques de estabilidad	26
Figura 4.23 Diagrama de bode de amplitud de $G - s$	26
Figura 4.24 Diagrama de Bode $G(s)$ vs $1/H(s)$	27
Figura 4.25 Comparador con histéresis.....	28
Figura 4.26 Gráfico Salida Vs Entrada comparador.....	28
Figura 4.27 Circuito analógico completo.....	29

Figura 4.28 Circuito de muestreo y retención.....	30
Figura 4.29 Diagrama comportamiento TIMER 1, TIMER2	31
Figura 4.30 Diagrama de flujo conteo PPM	32
Figura 4.31 Esquemático de transmisión y recepción.....	32
Figura 4.32 Esquemático módulo HC-12.....	33
Figura 4.33 Pinout módulo HC-12	33
Figura 4.34 Trama de transmisión.....	35
Figura 4.35 Esquemático módulo ESP-32 DEVKIT1	35
Figura 4.36 Estructura de decisión batería	36
Figura 4.37 Estructura de decisión PPM	36
Figura 4.38 Esquemático completo de etapa digital.....	36
Figura 4.39 Implementación del circuito completo en protoboard.....	37
Figura 4.40 Esquemático completo del circuito.....	38
Figura 4.41 Interfaz de usuario	39
Figura 4.42 Tensiómetro de brazo OMRON HEM-7120.....	40
Figura 4.43 Reloj inteligente Garmin Forerunner 55	40
Figura 4.44 Medición PF vs Tensiómetro	41

Definiciones, acrónimos y abreviaturas

Nombre	Descripción
RF	Requerimiento Funcional
RNF	Requerimiento No Funcional
PFMFC	Prototipo Funcional de Medición de Frecuencia Cardíaca
ADC	Convertor analógico digital
OPAMP	Amplificador Operacional
FC	Frecuencia cardíaca
PPM	Pulsaciones por minuto
ECG	Electrocardiograma
PF	Prototipo funcional
UART	<i>Universal Asynchronous Receiver/Transmitter</i>
PPG	Fotopleletismografía
GBP	Producto de ganancia por ancho de banda

1. Capítulo 1: Introducción

1.1. Propósito

Este documento corresponde al informe final para el proyecto titulado “Prototipo Funcional de Medición de Frecuencia Cardíaca”. Se ha estructurado basándose en la información mencionada en el documento “Especificación de Requerimientos”, “Especificación Funcional”, “Especificación Técnica”.

El presente documento tiene como propósito resumir el proceso de diseño y fabricación de la solución, brindar información de su funcionamiento, comportamientos y construcción. Se anexan las distintas especificaciones referenciadas, que cuentan con información detallada de lo resumido en este informe.

Este documento está dirigido a todos los involucrados en el desarrollo del proyecto, sirviendo como apoyo para dejar en claro los requerimientos y las diferentes condiciones que regirán en todas las etapas de su desarrollo.

1.2. Alcance del proyecto

El beneficiario de este Prototipo Funcional será el Laboratorio de Bioingeniería, con el objetivo de construir a futuro un dispositivo utilizable en un gimnasio. El entrenador a cargo gestionaría las pausas activas de personas con cardiología asociada, comprometidas de salud o con enfermedades prevalentes. No se utilizará bajo ningún concepto para diagnosticar una condición médica.

El objetivo de este proyecto es evaluar a partir de un prototipo funcional la factibilidad de sensar el pulso cardíaco mediante un método óptico.

En un futuro la idea es fabricar cinco dispositivos que puedan ser utilizados por distintos usuarios en simultáneo.

1.3. Personal involucrado

Nombre	Andrés Caveda Amiel
Rol	Analista, diseñador y programador
Categoría Profesional	Ingeniería Electrónica
Responsabilidad	Análisis de información, diseño, programación testeo y validación del dispositivo
Información de contacto	andrescaveda95@outlook.com

Nombre	Gonzalo Fontanella
Rol	Director
Categoría Profesional	Ingeniero Electrónico
Responsabilidad	Dirección y supervisión del proyecto
Información de contacto	88fonta@gmail.com

Nombre	Mariela Azul Gonzalez
Rol	Directora
Categoría Profesional	Ingeniera Biomédica, Dra. en Ingeniería
Responsabilidad	Dirección y supervisión del proyecto
Información de contacto	marielaazulgonzalez@gmail.com

2. Capítulo 2: Anteproyecto

El proyecto a realizar es un Sistema de sensado, procesamiento, transmisión y visualización remota de Frecuencia Cardíaca. La idea del mismo llega al Laboratorio de Bioingeniería a través del contacto entre Gustavo Meschino (usuario del gimnasio Fusión) y Hernán (dueño y entrenador del gimnasio Fusión).

Hernán manifiesta la necesidad de supervisar de una manera precisa y fiable la exigencia física demandada durante el entrenamiento de personas que presenten enfermedades prevalentes o se hayan reincorporado recientemente a la actividad, gestionando las pausas activas y/o pasivas entre ejercicios.

2.1. Requerimientos

El producto final consiste en un dispositivo implementado para la adquisición, transmisión, procesamiento y visualización remota de frecuencia cardíaca. Lo hace a partir de la fotopletimografía, que es una técnica no invasiva basada en la detección de luz.

A raíz de esto surgen los siguientes requerimientos funcionales:

- **RF01: Medición del pulso cardíaco.** La señal adquirida debe ser lo suficientemente clara, robusta, confiable, libre de interferencias y ruido para ser interpretada por el microcontrolador.
- **RF02: Procesamiento de datos.** La señal de FC debe ser procesada por el microcontrolador, para obtener el valor de las PPM.
- **RF03: Transmisión de datos.** Se debe transmitir en formato digital la señal de FC para su visualización en un equipo portátil (PC/TV/Tablet).
- **RF04: Visualización.** Los valores obtenidos deben ser visualizados en un equipo portátil, mediante una interfaz de usuario. Entre los datos a ser mostrados deberán estar el valor de FC, una sección de clasificación por colores (símil semáforo) dependiendo del valor de FC y el criterio del entrenador, y algunos indicadores de alarma. Esto se realizará a partir de una aplicación ya existente.

2.2. Plan de proyecto

El proyecto surgió a principios del mes de agosto de 2022 como una propuesta del Laboratorio de Bioingeniería, a partir de la necesidad de un gimnasio.

En el mes siguiente, se coordinó un encuentro con el dueño Hernán, para congeniar cuales eran los requerimientos del dispositivo. A raíz de ello, se realizó una investigación sobre varios aspectos del proyecto para evaluar la factibilidad de su realización y sentar las bases formales del mismo a través de la redacción de la documentación correspondiente para su inicio. Se diseñó un Plan de Trabajo con una fecha de inicio en septiembre de 2022 y una fecha de fin en abril de 2024. Debido a diversas cuestiones, que han sido contempladas como posibles riesgos, su finalización requirió de algunos meses adicionales.

Para mayor información dirigirse a Apéndice “Plan de proyecto”.

3. Capítulo 3: Fundamentos teóricos

En este capítulo se establece un marco teórico, cuyo objetivo es explicar los conceptos referidos a la medición de la frecuencia cardíaca y sus distintos métodos.

3.1. Medición de la frecuencia cardíaca

La técnica más utilizada para medir la frecuencia cardíaca de una persona es el electrocardiograma (ECG). Sin embargo, su complejidad ha llevado a desarrollar alternativas más simples, desde pulsómetros ópticos en forma de anillo y reloj de muñeca, hasta sistemas que detectan las vibraciones en el tórax mediante acelerómetros.

El ECG es una técnica que registra la actividad eléctrica del corazón mediante una serie de electrodos colocados sobre la superficie corporal. Las ondas obtenidas en el ECG representan los estímulos eléctricos de las aurículas y los ventrículos, durante cada ciclo cardíaco. La frecuencia cardíaca puede ser derivada del trazado del ECG, calculando el tiempo entre las contracciones ventriculares (intervalo R-R) o el número de contracciones (complejos QRS) en un minuto. El formato de la señal de ECG se puede observar en la siguiente figura.

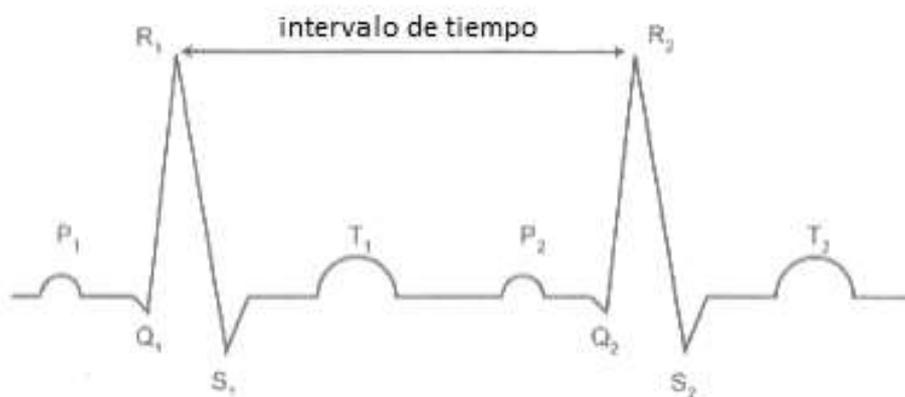


Figura 3.1 Señal ECG.

Fuente: Referencia [15]

La onda P corresponde a la despolarización auricular, el complejo QRS a la despolarización ventricular y la onda T a la repolarización ventricular. La repolarización de la onda P (repolarización auricular) queda eclipsada por el complejo QRS.

Otra manera de detectar el pulso es mediante la fotopleletismografía, que consiste en la medición de la intensidad de la luz reflejada o transmitida por la sangre que circula por arterias y venas superficiales, para determinar el volumen de sangre del área respectiva.

Los pulsómetros utilizan esta técnica, y suelen ser cómodos de llevar, brindan lecturas en tiempo real y pueden utilizarse durante el ejercicio. También hay aplicaciones para smartphones que permiten medir la frecuencia cardíaca utilizando la cámara del teléfono, aunque su precisión puede no ser tan alta como la de un pulsómetro dedicado.

En resumen, un electrocardiograma (ECG) es una herramienta muy precisa para medir la frecuencia cardíaca y también proporciona información valiosa sobre la salud del corazón, como el ritmo cardíaco y la actividad eléctrica. Sin embargo, hay varias razones por las que no siempre se considera la opción más sencilla o práctica para medir la frecuencia cardíaca en situaciones cotidianas:

1. Complejidad y equipamiento: Un ECG requiere un equipo médico específico y entrenamiento para su uso e interpretación. No es un dispositivo portátil ni algo que se pueda utilizar fácilmente en cualquier lugar.

2. Costo: El equipo para realizar ECG puede ser costoso y generalmente se encuentra en entornos clínicos. Esto lo hace menos accesible para el uso diario.
3. Uso clínico: El ECG se utiliza principalmente en contextos médicos, como diagnósticos de problemas cardíacos. Para la simple medición de la frecuencia cardíaca, herramientas más simples como monitores de pulso o dispositivos portátiles son suficientes.
4. Necesidades cotidianas: Para muchos usuarios que solo desean monitorear su ritmo cardíaco durante el ejercicio o en su vida diaria, las alternativas más sencillas y accesibles son más prácticas.

Por estas razones, aunque un ECG es extremadamente útil y preciso, no siempre es la opción más conveniente para medir la frecuencia cardíaca en situaciones cotidianas.

En la siguiente imagen se muestran dos posibles ubicaciones del sensor óptico.



Figura 3.2 Pulsómetro de banda pectoral (izquierda), pulsómetro por fotopletismografía (derecha).

Fuente: Referencia [15]

3.2. Fotopletismografía

La fotopletismografía se basa en dos principios físicos, la espectrofotometría y la pletismografía. La pletismografía es un método no invasivo basado en la medición de cambios de presión y volumen como consecuencia de variaciones del flujo sanguíneo en una extremidad. Existen distintos tipos de pletismografía:

- Pletismografía de aire: Consiste en registrar las variaciones de volumen sanguíneo mediante un manguito colocado alrededor de la extremidad, en cuyo interior se ha insuflado aire a una presión de 40-60 mm Hg.
- Pletismografía de impedancia: Se basa en las variaciones de impedancia eléctrica inducidas por el flujo sanguíneo. El campo eléctrico es generado por dos electrodos periféricos y las variaciones de impedancia son medidas por dos electrodos centrales.
- Pletismografía por anillos de mercurio (*strain-gage*): Mide los cambios de volumen que producen las mínimas variaciones de resistencia al paso de la corriente eléctrica sobre anillos conductores situados alrededor de la extremidad.
- Fotopletismografía (PPG): Mide los cambios en la absorción de luz dentro de los capilares dérmicos. Las dos técnicas de fotopletismografía son la transiluminación y la reflexión de luz. En la siguiente tabla se enumeran sus principales características.

Característica	PPG por Transiluminación	PPG por Reflexión
Posición de los sensores	Lado opuesto del tejido	Mismo lado del tejido
Función	Mide la luz que atraviesa el tejido	Mide la luz reflejada desde el tejido
Ubicación del cuerpo	Zonas delgadas (dedo, lóbulo de oreja)	Zonas más gruesas (muñeca, brazo)

Precisión de la señal	Más precisa y estable	Susceptible a artefactos de movimiento
Aplicaciones	Dispositivos médicos	Wearables, monitores deportivos

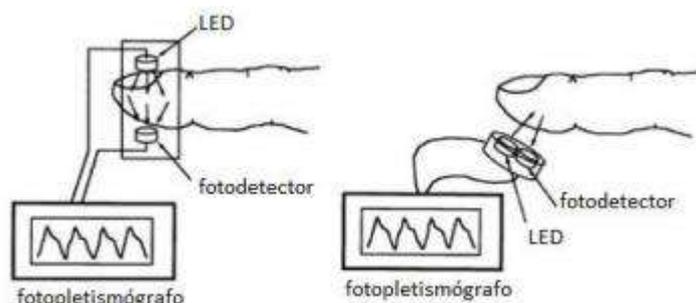


Figura 3.3 Fotopleletismografía por transiluminación (izquierda) y por reflexión (derecha).

Fuente: Referencia [15]

La espectrofotometría es la medición de la cantidad de energía radiante que absorbe o transmite un sistema químico en función de la longitud de onda. El método espectrofotométrico se rige por la *Ley de Beer-Lambert*, la cual establece que, cuando se pasa un rayo de luz monocromática a través de un medio homogéneo, parte de la luz es absorbida, de manera que la intensidad de la luz transmitida (I) es menor que la de intensidad de luz incidente (I_0). También hay reflexión de la luz, pero principalmente la disminución de la luz transmitida se debe a la absorción.

La relación entre I e I_0 depende del espesor del medio absorbente (d), la concentración de la sustancia absorbente (c) y el coeficiente de absorción (a):

$$I = I_0 \times 10^{-adc}$$

3.2.1. Teoría física del color

En general, todos los materiales absorben energía electromagnética en algún rango de frecuencias. Aquellos que absorben en el rango de la luz visible son llamados materiales opacos, mientras que si dejan pasar dicho rango de frecuencias se denominan transparentes.

Es precisamente este proceso de absorción y reflexión de la luz visible lo que da color a la materia: las longitudes de onda absorbidas desaparecen en el interior del objeto, mientras que las reflejadas son percibidas por el ojo humano. Así, cuando un cuerpo absorbe todos los colores de la luz visible, el objeto parece negro; mientras que cuando refleja todos los colores de dicho espectro, el objeto se ve blanco.

Los colores visualizados son, por tanto, aquellos que los objetos no absorben sino que los reflejan. Por ejemplo, la sangre se ve roja, porque refleja luz roja y absorbe los demás colores de la luz visible.



Figura 3.4 Reflexión de luz dependiendo el color de superficie.

Fuente: Referencia [15]

3.2.2. Principios de la fotopleletismografía

Dentro de los glóbulos rojos se encuentra la hemoglobina (Hb), una hemoproteína de la sangre, de color rojo característico, encargada del transporte de oxígeno. Las hemoglobinas existen principalmente como oxigenada (HbO₂) y desoxigenada (HbR), llamadas Hb funcionales. Ambos compuestos absorben diferentes cantidades de luz, ya que cada molécula tiene diferente coeficiente de absorción a distintas longitudes de onda.

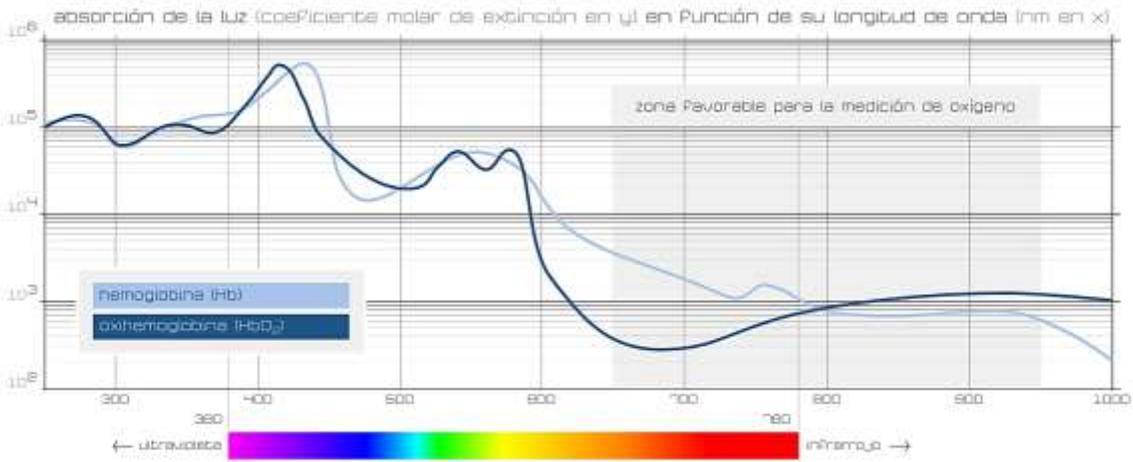


Figura 3.5 Absorción de luz por las hemoglobinas de la sangre a distintas longitudes de onda.

Fuente: Referencia [15]

El sistema está basado en la medición óptica de los cambios en el volumen de sangre dentro de los vasos sanguíneos. En la sístole, el aumento del volumen ocasiona un incremento de la absorción de luz por aumento de la longitud del camino óptico; mientras que, durante la diástole, el volumen de sangre y la absorción de luz alcanzan su punto más bajo.

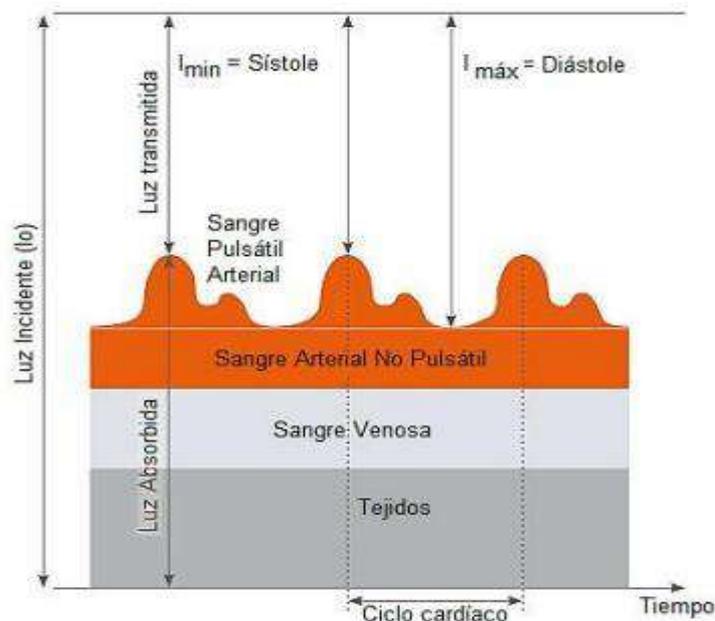


Figura 3.6 Absorción de la luz en las distintas capas.

Fuente: Referencia [15]

La medición se basa en que el flujo de sangre arterial es pulsátil y el resto de los fluidos y tejidos no, manteniendo estos últimos una absorción constante.

En consecuencia, la intensidad de luz medida durante la diástole representa la absorción de los componentes estáticos; mientras que la componente arterial pulsátil produce la variación de la luz absorbida por el aumento de volumen sanguíneo. Al medir el cambio en el volumen arterial en una localización particular del cuerpo, es posible derivar la frecuencia de pulso, dada la periodicidad de la señal medida.

El sensor consiste en una fuente de luz y un detector, que se colocan directamente sobre la piel. La luz emitida penetra en la piel, los tejidos y los vasos sanguíneos, y es absorbida, transmitida y reflejada. La longitud de onda apropiada depende de la parte del cuerpo donde se toma la medición: la luz verde proporciona los mejores resultados en la muñeca, mientras que la luz roja e infrarroja se utiliza generalmente en los dedos.

4. Capítulo 4: Solución

En este capítulo se hará un breve resumen de las partes más importantes que componen a la solución implementada. Se podrá ver en detalle cada uno de los bloques de los apéndices “Especificación Funcional” y “Especificación Técnica.”

En la Figura 4.1 se puede observar un diagrama en bloques general del prototipo funcional.

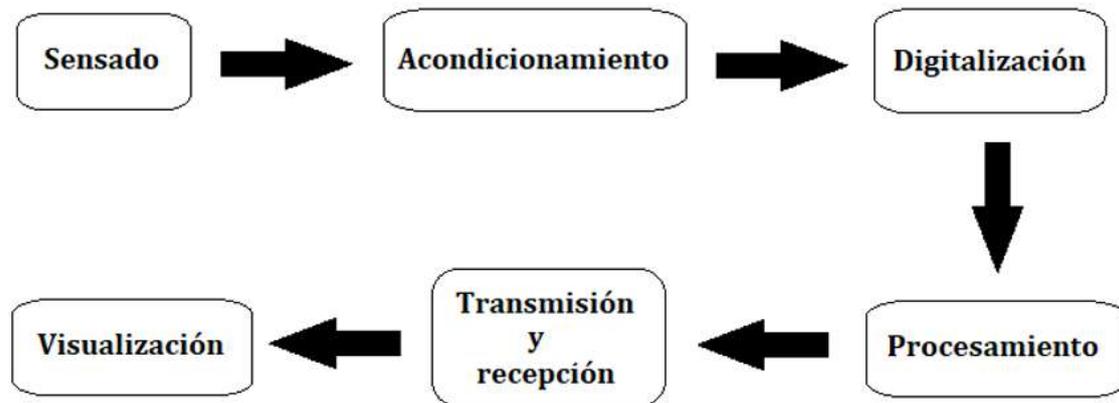


Figura 4.1 Diagrama en bloques

4.1. Desarrollo del Hardware

Este apartado comprende principalmente las etapas de sensado y acondicionamiento.

Cabe mencionar que el suministro eléctrico de todo el circuito es de 5 V a partir de un puerto USB, y además se utiliza un regulador LM317 configurado en 2.5 V para distintas partes del circuito.

En los siguientes apartados se desarrollan cada uno de los bloques mencionados.

4.1.1. Sensado

El objetivo de esta etapa es convertir variaciones de luz en variaciones de corriente.

La señal de pulso cardíaco será sensada por un optoacoplador, mediante la técnica de fotopleletismografía, a partir de un optoacoplador. El método utilizado es el de transiluminación, debido a que tiene mayor precisión y nivel de señal en tejidos delgados como los dedos. De este modo se puede obtener una señal más clara y menos susceptible a interferencias externas.

El LED emisor transmitirá en la longitud de onda del rojo (645-700 nm). Se elige el color rojo ya que proporciona mediciones confiables en condiciones de baja perfusión, menor sensibilidad al ruido y a la dispersión, menor influencia de la luz ambiente y principalmente por disponibilidad del componente.

Para la elección del fotorreceptor hay 3 opciones: Fotodiodo, Fototransistor o LDR. A continuación, se enumeran sus principales características:

	Fotodiodo	Fototransistor	LDR
Principio de funcionamiento	Genera una corriente eléctrica cuando la luz incide sobre él	La luz que incide en la base del transistor provoca una corriente que controla el flujo entre el colector y el emisor	Su valor de resistencia disminuye cuando aumenta la intensidad de la luz incidente
Respuesta a la luz	Respuesta rápida a los cambios en la luz	Más lento que un fotodiodo, pero ofrece mayor ganancia de corriente	Respuesta mucho más lenta en comparación con fotodiodos y fototransistores
Sensibilidad	Sensible a una amplia gama de longitudes de onda	Más sensible que los fotodiodos debido a su ganancia	Es más sensible a la luz visible y tiene una respuesta no lineal

Se utilizó un fotodiodo ya que brinda mediciones más precisas, y principalmente por la disponibilidad del sensor. Su lóbulo de sensibilidad está centrado en los 700 nm. Cabe aclarar que el LED emisor y el fotodiodo vienen integrados en un mismo circuito.

A parte de las mencionadas anteriormente, un fotodiodo tiene las siguientes características:

- Es una juntura pn activa que trabaja en polarización inversa.
- Está compuesto de materiales como silicio, germanio o arseniuro de galio
- La corriente varía linealmente con la intensidad de luz recibida
- La corriente típica puede llegar a 1 mA
- En ausencia de luz se genera la corriente oscura (1-10 nA)

Para la implementación se agregó una resistencia $R= 330 \Omega$ para limitar la corriente del LED emisor. El circuito implementado se observa en la siguiente imagen.

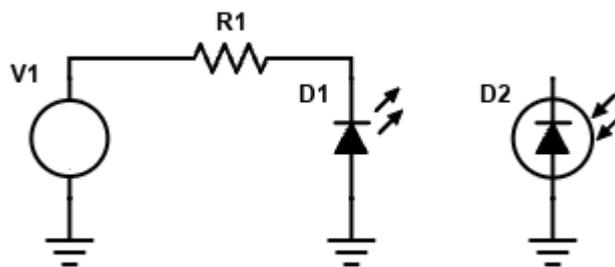


Figura 4.2 Circuito de sensado

A continuación, se observan los cambios de corriente del fotodiodo respecto de la luz recibida y la tensión de alimentación.

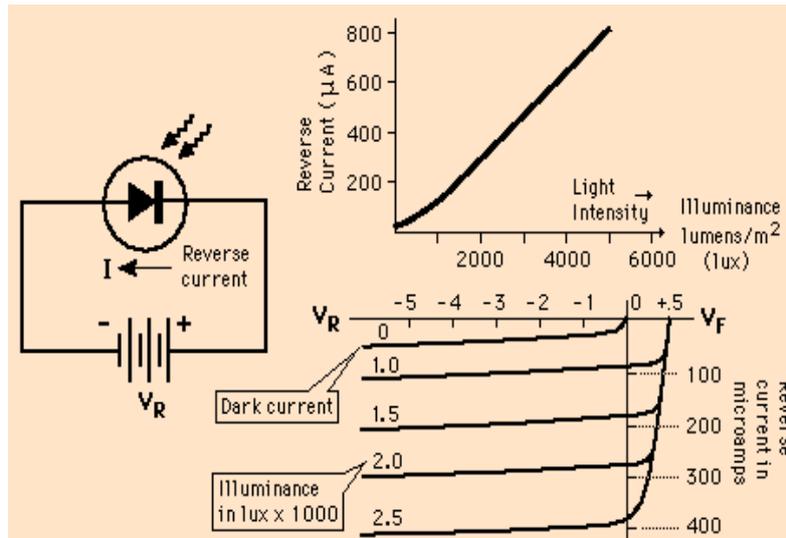


Figura 4.3 Curva característica general de un fotodiodo

Fuente: Referencia [2]

4.1.2. Acondicionamiento

El acondicionamiento de la señal se subdivide a su vez en tres etapas. El objetivo es llevar la señal a un formato acorde para ser adquirida por el microcontrolador.

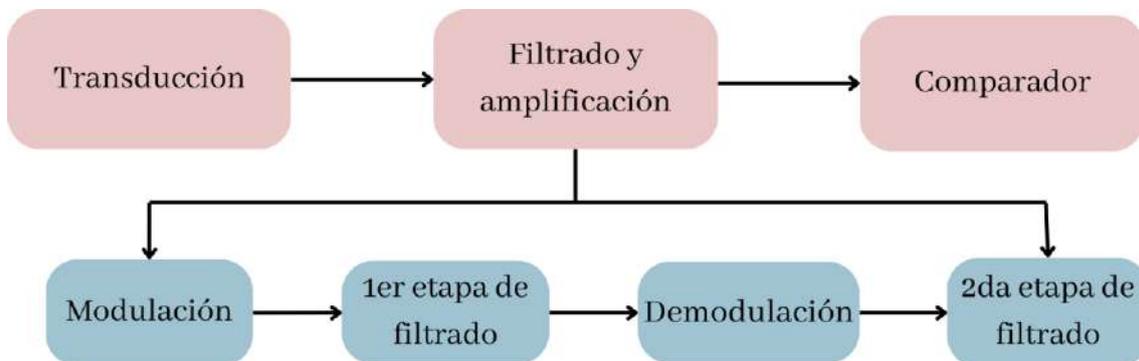


Figura 4.4 Etapas del acondicionamiento

4.1.2.1. Transducción

El objetivo de esta etapa es convertir las variaciones de corriente del fotodiodo en variaciones de tensión.

Para ello se implementa una etapa amplificadora de transimpedancia, que tiene como principal característica su realimentación de corriente. Además, esta configuración posee alta sensibilidad.

Para el diseño de esta etapa, se utiliza el amplificador operacional TL081, que tiene las siguientes características:

- Baja corriente de bias y offset
- Alta impedancia de entrada JFET
- Compensado internamente
- Alimentación $\pm 18 V$
- Funciona con fuente simple

- Barato
- Disponibilidad

Para el correcto funcionamiento del circuito se debe verificar que $I_{bias} \ll I_D$. En este caso $I_{bias}(tip) = 20 \text{ pA}$, $I_D(tip) = 1 \text{ nA}$, por lo que se cumple esa condición.

El OPAMP se alimenta con fuente simple $V_{cc}=5 \text{ V}$, y se polariza en $V_{cc}/2=2.5 \text{ V}$ para maximizar la excursión.

A continuación, se observan el circuito y su correspondiente diagrama de Bode.

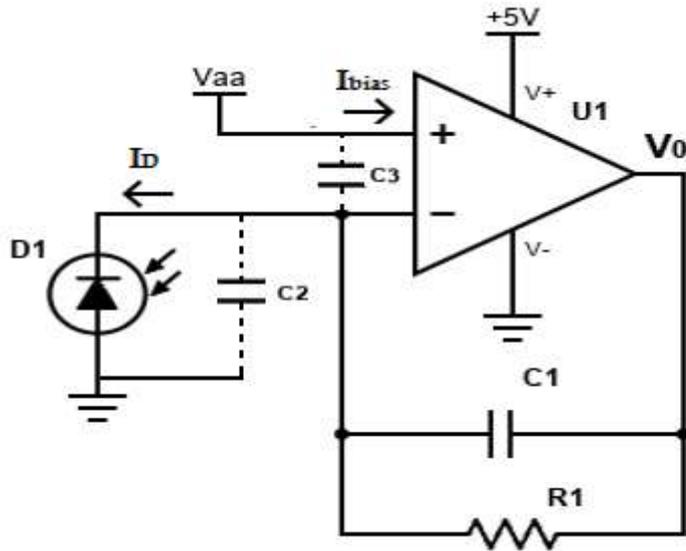


Figura 4.5 Amplificador de transimpedancia

$$\frac{V_0}{I_D}(s) = \frac{R_1}{1 + sC_1R_1} (\Omega)$$

$$R_1 = 2.2 \text{ M}\Omega, C_1 = 2.2 \text{ pF}$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi C_1 R_1} = 32,9 \text{ kHz}$$

La ganancia del circuito se controla mediante R_1 , y C_1 limita ancho de banda. $V_{aa}=2.5 \text{ V}$ polariza el circuito.

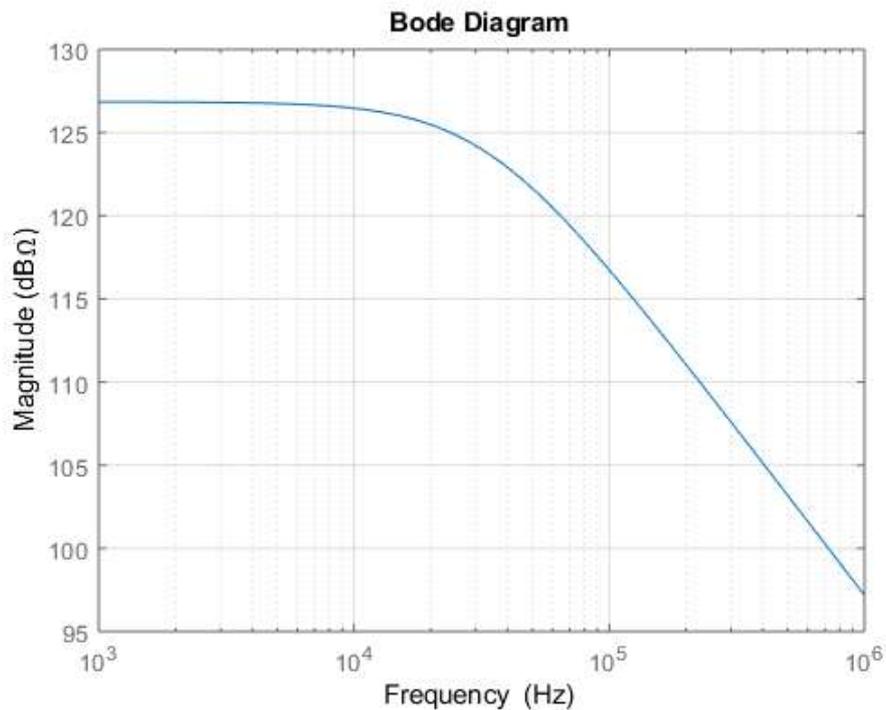


Figura 4.6 Diagrama de Bode de Amplitud

Análisis de estabilidad

Para el análisis de estabilidad de este filtro se divide el circuito por bloques, como se muestra a continuación.

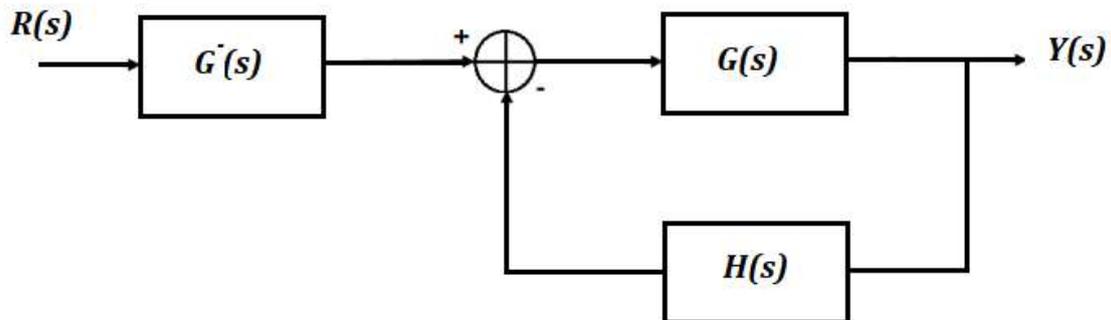


Figura 4.7 Diagrama en bloques de estabilidad

$$TLC(s) = \frac{G(s)}{1 + GH(s)} = \frac{Y(s)}{R(s)}$$

$$\text{Si } GH(s) \gg 1 \rightarrow TLC(s) = \frac{1}{H(s)}$$

$$\text{Si } GH(s) \ll 1 \rightarrow TLC(s) = G(s)$$

Para el análisis de estabilidad se debe tener en cuenta la capacidad del fotodiodo (C2), que puede llegar a 100 pF; y la capacidad de entrada del OPAMP (C3). La hoja de datos del TL081 no especifica ese último valor, pero típicamente ronda los 5 pF para un amplificador operacional

JFET. Cabe aclarar que el bloque $G(s)$ no interviene en la estabilidad, por lo que se analizan los demás bloques.

$$\frac{1}{H}(s) = \frac{V_o}{V_d}(s) / v_i=0$$

$$\frac{1}{H}(s) = \frac{1 + sR(C1 + C2 + C3)}{1 + sC1R}$$

Con los valores de los componentes elegidos, se obtienen las siguientes singularidades:

$$Z = 675 \text{ Hz}$$

$$P = 33 \text{ kHz}$$

A continuación se muestra el diagrama de Bode de amplitud de $G(s)$ y $\frac{1}{H}(s)$. Se evaluó el peor caso de estabilidad posible, ya que se tomó el mínimo valor GBP=2.5 MHz del TL081, y la máxima capacidad de un fotodiodo de tales características.

A medida que disminuye el ancho de banda de ganancia unitaria (GBP), la función de transferencia directa $G(s)$ alcanza el nivel de 0 dB a frecuencias progresivamente menores, lo que se traduce visualmente en un desplazamiento descendente de su curva de magnitud. Asimismo, un aumento en la capacidad $C2$ provoca que el cero de la función de realimentación inversa $\frac{1}{H}(s)$ se desplace hacia frecuencias más bajas. Ambas condiciones contribuyen a que el cruce del producto $GH(s) = 1$ ocurra a menor frecuencia, lo que típicamente reduce el margen de fase y compromete la estabilidad del sistema.

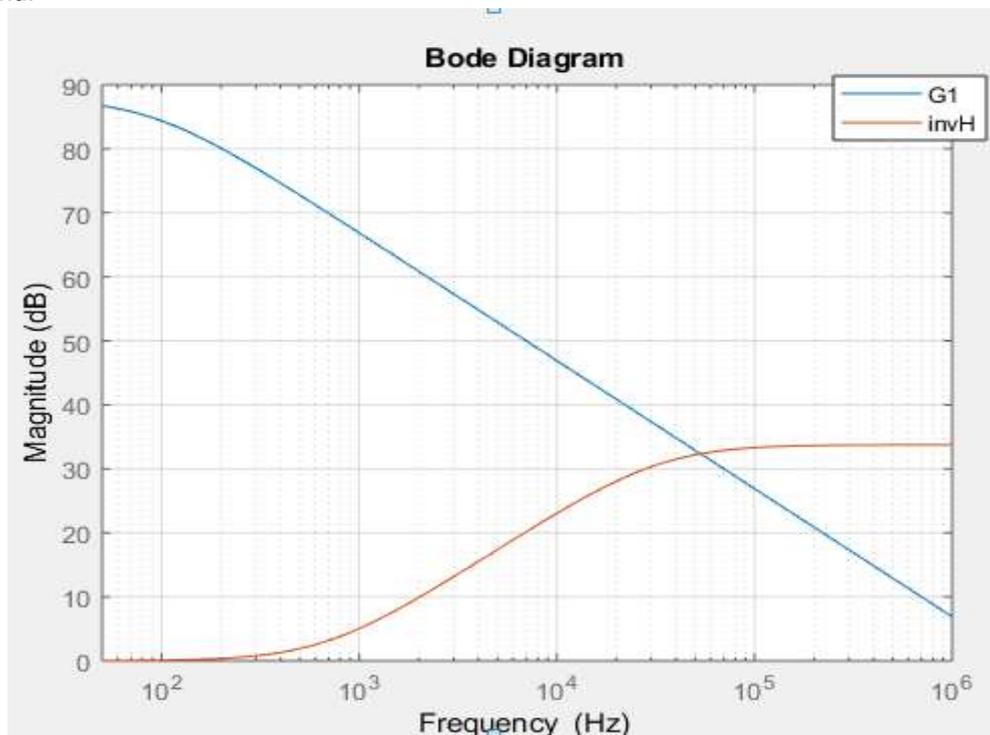


Figura 4.8 Diagrama de Bode $G(s)$ vs $1/H(s)$

Del gráfico se puede concluir que en el peor caso se obtiene un $M_\phi \cong 45^\circ$. Por ende, el sistema es estable en cualquier condición.

Un factor relevante es la excursión de voltaje que se tiene a la salida, que depende de la tensión de alimentación, como se muestra a continuación.

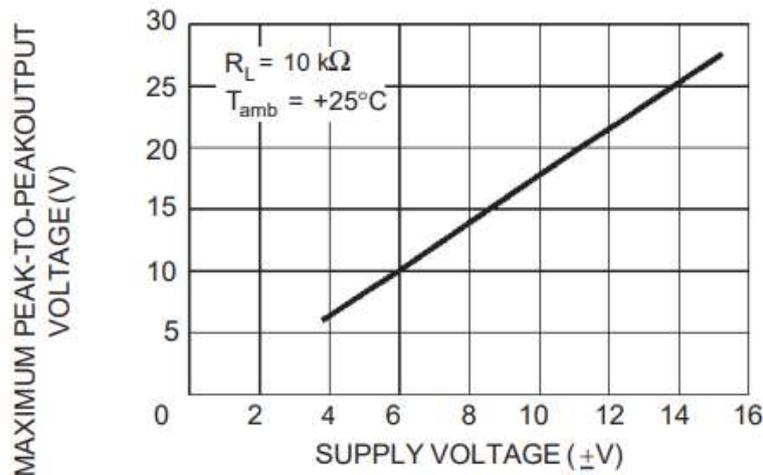


Figura 4.9 Vpp vs Alimentación TL081

En estos modelos de circuitos integrados, la curva de la figura 4.9 es extrapolable a bajos valores de tensión de alimentación.

Teniendo en cuenta que la alimentación es 5 V fuente simple, se puede observar que tiene una excursión acotada. Por ello una mejora futura sería reemplazar el OPAMP por otro que brinde mayor excursión sin afectar la estabilidad del sistema.

El OPAMP MCP602 es un componente que puede mejorar el sistema en ese sentido, ya que es rail to rail, funciona con fuente simple (2.7 V – 6V), tiene una alta impedancia de entrada ($10^{13}\Omega$), GBP=2.8 MHz y tiene bajo consumo.

4.1.2.2. Filtrado y amplificación

El objetivo de esta etapa es eliminar las distintas fuentes de ruido y amplificar la señal de interés, mejorando así la SNR. Se subdivide en cuatro etapas, que se muestran a continuación.

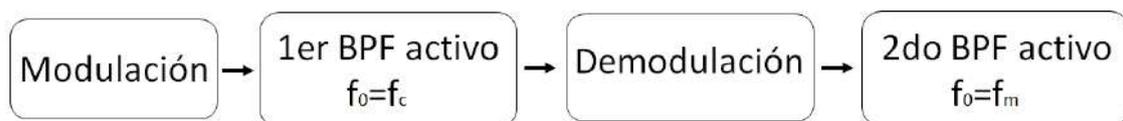


Figura 4.10 Etapas filtrado y amplificación

Para entender mejor esta etapa, se mencionan y describen las principales fuentes de ruido.

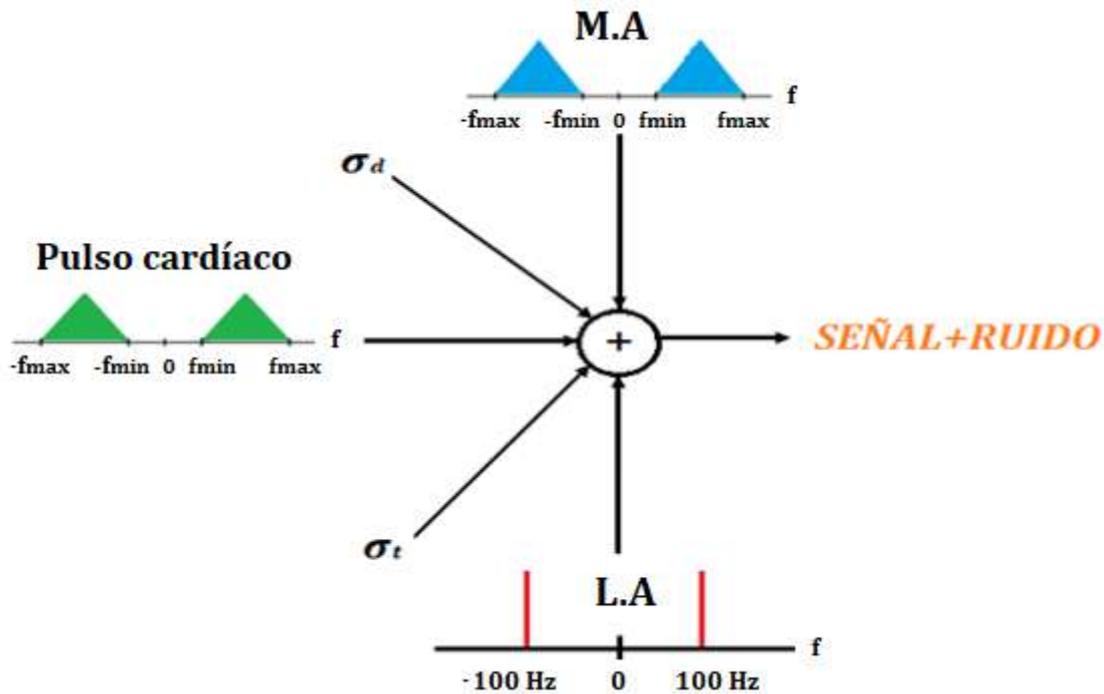


Figura 4.11 Fuentes de ruido

- **Luz ambiente:** proveniente principalmente de los tubos fluorescentes. Su componente principal es de 100 Hz, y posee armónicos en múltiplos de esa frecuencia. Para reducir su incidencia se debe aislar ópticamente el receptor. En principio esta señal es de mucha mayor amplitud que la señal de interés.
- **Motion Artifacts (MA):** son fenómenos provocados por la respiración, y los movimientos del paciente, que introducen fluctuaciones espurias en la señal PPG. Posee un rango espectral de 0.1 Hz – 10 Hz. Esto implica un gran problema ya que comprende el rango espectral del pulso cardíaco. Para este proyecto el usuario permanecerá en reposo.
- **Ruido de disparo (σ_d):** Generado por la característica aleatoria del movimiento y generación de portadores en la juntura PN del foto-receptor. Sigue una distribución de Poisson.
- **Ruido térmico (σ_t):** Generado por la característica aleatoria del movimiento de los electrones en un conductor, a una cierta temperatura. Sigue una distribución Gaussiana.

$$\sigma_d^2 + \sigma_t^2 = \left[2q(I_p + I_d) + F_n \left(\frac{4k_B T}{R_L} \right) \right] \times \Delta f [W]$$

Se puede apreciar que para disminuir la potencia de ruido térmico y de disparo hay que minimizar Δf .

4.1.2.2.1. Modulación

El objetivo de la modulación es alejar en el espectro de frecuencia la señal de interés de las fuentes de ruido, como la luz ambiente. Con esta técnica, la señal del pulso cardíaco se traslada a la frecuencia de portadora, mientras que la luz ambiente continúa en banda base (100 Hz). Además, en algunos casos puede facilitar el posterior filtrado de los *motion artifacts*. En la siguiente imagen se observa un diagrama de la modulación utilizada.

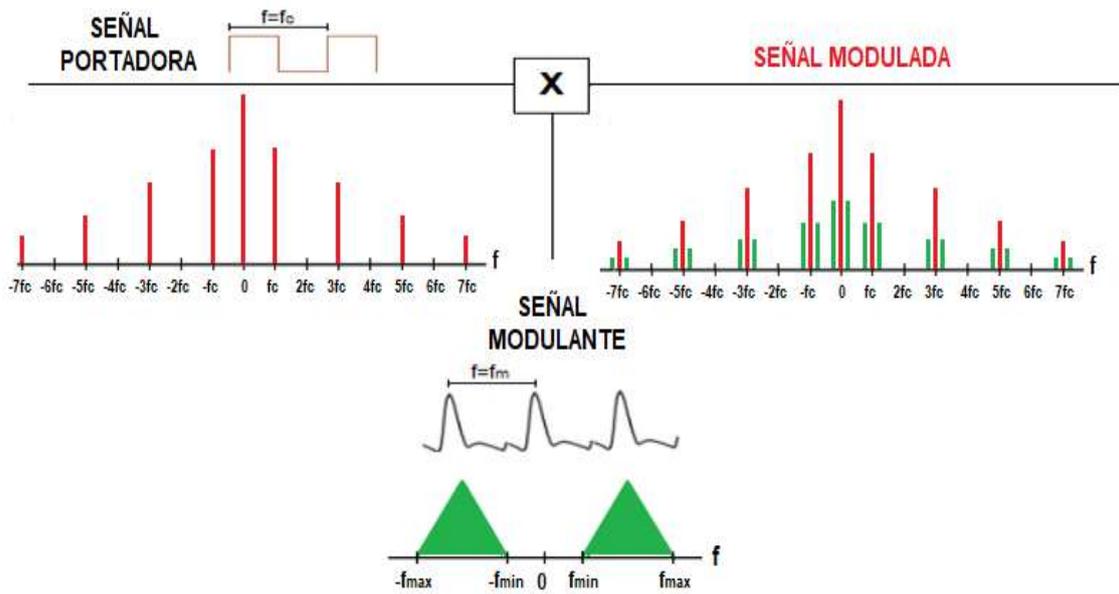


Figura 4.12 Diagrama de modulación

La portadora es una señal cuadrada, que sigue la siguiente expresión.

$$x_{portadora}(t) = \frac{A}{2} + \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4A}{n\pi} \text{sen}\left(\frac{2n\pi t}{T_c}\right)$$

$$A = 2,5 \text{ V}$$

$$V_{OFFSET} = 2,5 \text{ V}$$

$$f_c = \frac{1}{T_c} = 1 \text{ kHz}$$

La señal modulante es el pulso cardíaco, que cumple con la siguiente característica

$$0,5 \text{ Hz} < f_m < 4 \text{ Hz}$$

Es necesario destacar que para modular se debe cumplir $f_c \gg f_m$.

Una opción viable podría ser modular con una portadora de frecuencia más alta, para alejar más aún la señal modulada de la luz ambiente y así facilitar los filtrados posteriores. Para ello habría que tener en consideración el tiempo de respuesta del fotodiodo, y como afecta a la estabilidad de los filtros.

4.1.2.2.2. Primera etapa de filtrado y amplificación

Se utiliza un filtro activo pasabanda *Multi-Feedback* de segundo orden, ya que se puede obtener un buen factor de calidad ($Q > 10$). La frecuencia central debe ser la de portadora, y debe tener un ancho de banda adecuado para filtrar los distintos armónicos de la señal cuadrada.

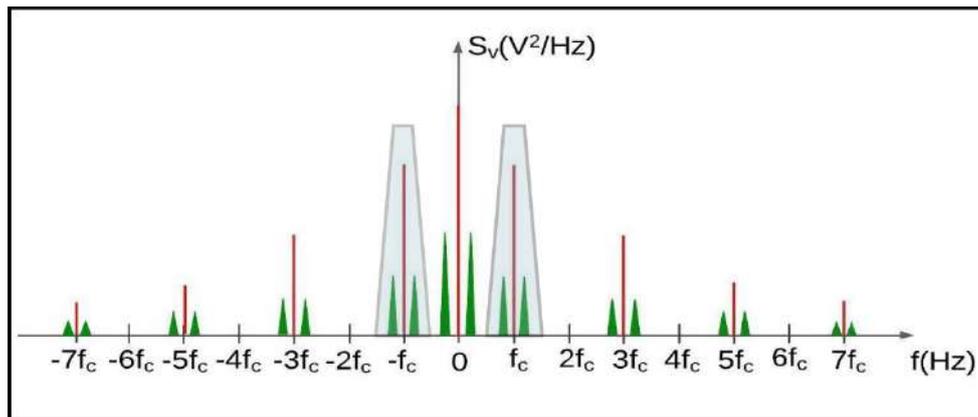


Figura 4.13 Representación en frecuencia del primer filtrado

En esta representación, las componentes en rojo corresponden a la señal portadora ($f_c=1$ kHz), mientras que las verdes se condicen con la señal modulante (pulso cardíaco).

El amplificador operacional utilizado para instrumentar el filtrado Multi-Feedback es el MCP6004 de la marca *Microchip*, y tiene las siguientes características:

- 1 MHz de ganancia por ancho de banda (típico)
- Entrada/Salida *Rail-to-Rail*
- Tensión de alimentación: 1.8 V to 5.5 V
- Corriente de alimentación: $I_Q = 100 \mu\text{A}$ (típico)
- 90° Margen de fase (típico)
- Rango de temperatura:
Industrial: -40°C to $+85^\circ\text{C}$
Extendido: -40°C to $+125^\circ\text{C}$
- Encapsulado cuádruple.

Además, se utiliza para las siguientes aplicaciones:

- Industria automotriz
- Equipamiento portable
- Preamplificadores de fotodiodos
- Filtros analógicos
- *Notebooks* y *PDA*s
- Sistemas a batería

El filtro utilizado, su función transferencia y las ecuaciones de diseño se muestran a continuación.

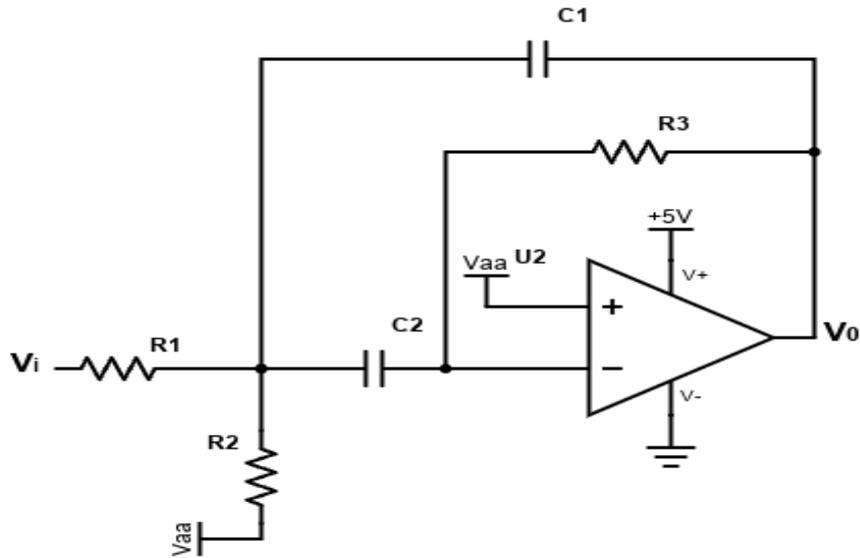


Figura 4.14 Filtro Multi-Feedback 2do orden

$$\frac{V_0}{V_i}(s) = -\frac{s \frac{1}{C_1 R_1}}{s^2 + s \frac{1}{R_3} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) + \frac{1}{C_1 C_2 R_3} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)}$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{1}{C_1 C_2 R_3} \times \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C} \times \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3}}$$

$$Q = \frac{\omega_n}{\frac{1}{R_3} \times \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right)}$$

$$A = \frac{Q}{\omega_n C_1 R_1}$$

$$P_{1,2} = \frac{-\frac{\omega_n}{Q} \pm \sqrt{\left(\frac{\omega_n}{Q}\right)^2 - 4\omega_n^2}}{2}$$

Con los valores de los componentes elegidos, se obtienen los siguientes parámetros:

$R_1 = 22 \text{ k}\Omega$
 $R_2 = 510 \text{ }\Omega$
 $R_3 = 470 \text{ k}\Omega$
 $C_1 = 9,45 \text{ nF}$
 $C_2 = 9,8 \text{ nF}$

$f_n = 1,08 \text{ kHz}$
 $f_0 = 1,08 \text{ kHz}$
 $P_{1,2} = 1,067 \text{ kHz (doble)}$
 $Z = 0 \text{ Hz}$

$Q = 15,35$
 $A = 20,57 \text{ dB}$
 $T_s(5\%) = 13,4 \text{ ms}$

Siendo $P_{1,2}$ los polos de la función transferencia, Z el cero, f_n la frecuencia natural, f_0 la frecuencia de resonancia, A la amplificación en f_0 y $T_s(5\%)$ el tiempo de establecimiento en el transitorio de la señal.

El diagrama de bode es el siguiente:

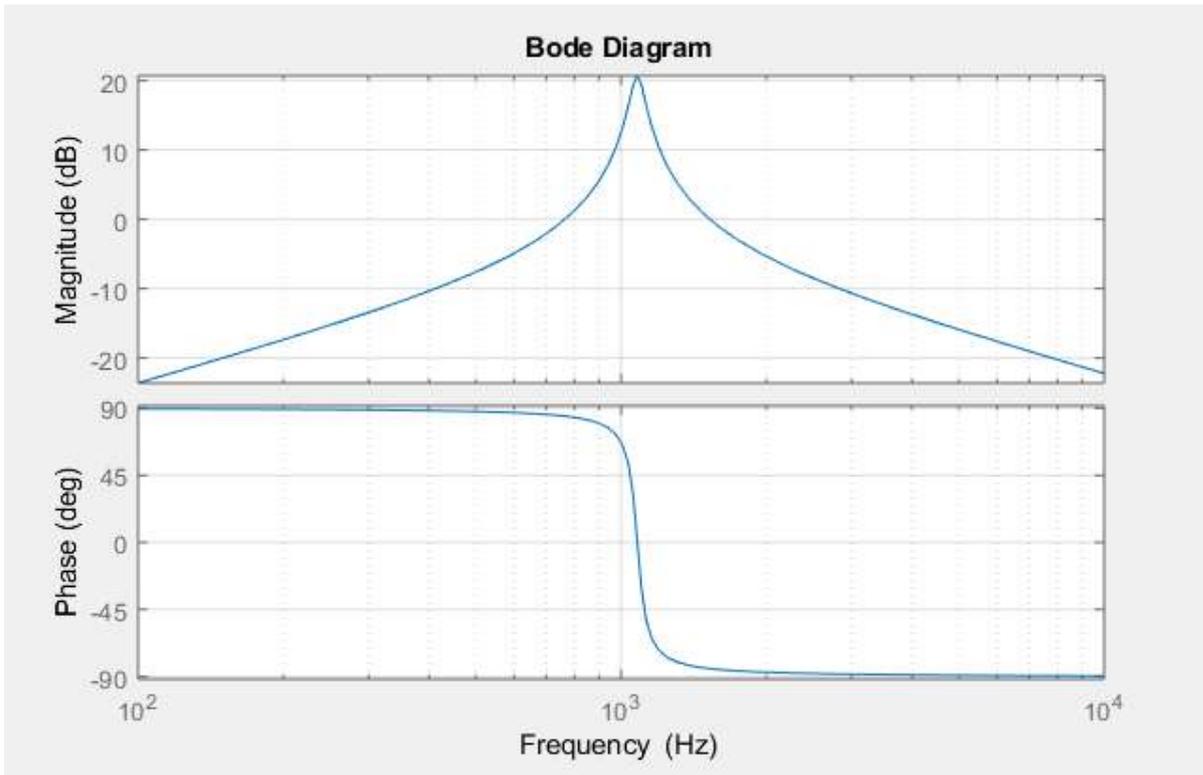


Figura 4.15 Diagrama de bode Filtro MFB

Análisis de estabilidad

Para el análisis de estabilidad de este filtro se divide el circuito por bloques, como se muestra a continuación.

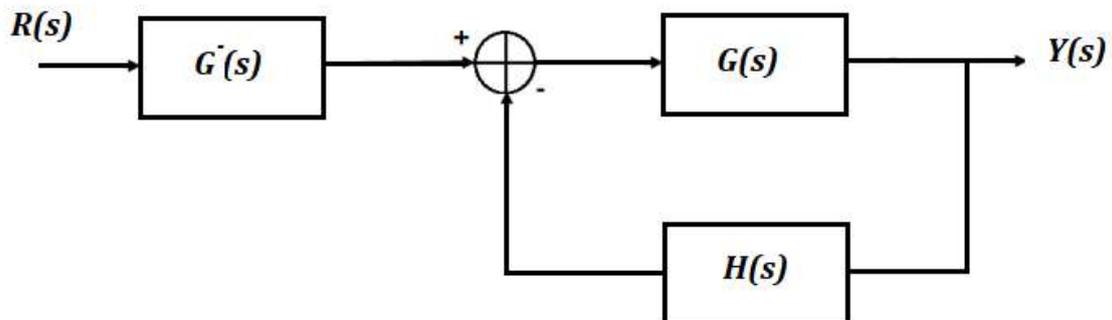


Figura 4.16 Diagrama en bloques de estabilidad

$$TLC(s) = \frac{G(s)}{1 + GH(s)} = \frac{Y(s)}{R(s)}$$

$$\text{Si } GH(s) \gg 1 \rightarrow TLC(s) = \frac{1}{H(s)}$$

$$\text{Si } GH(s) \ll 1 \rightarrow TLC(s) = G(s)$$

Se analiza en primer lugar $G^-(s)$. Este bloque no interviene en la estabilidad, pero sí en la respuesta total.

Se define $V_d = V^+ - V^-$. Luego:

$$G^-(s) = \frac{V_d}{V_i}(s)/v_o=0$$

$$G^-(s) = -\frac{sC_2\left(\frac{R_2R_3}{R_1+R_2}\right)}{s^2C_1C_2\left(\frac{R_1R_2}{R_1+R_2}\right)R_3 + s[(C_1+C_2)\left(\frac{R_1R_2}{R_1+R_2}\right) + C_2R_3] + 1}$$

Con los valores de los componentes elegidos, se obtienen las siguientes singularidades:

$$\begin{aligned} Z &= 0 \\ P_1 &= 35 \text{ Hz} \\ P_2 &= 33 \text{ KHz} \end{aligned}$$

El diagrama de bode de amplitud se muestra en la siguiente figura.

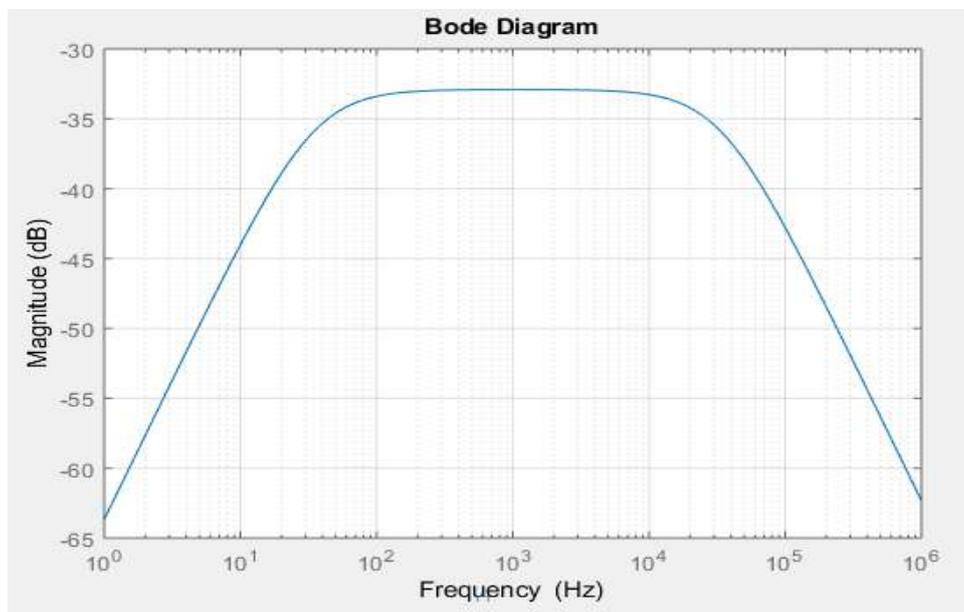


Figura 4.17 Diagrama de bode de amplitud de $G^-(s)$

Luego se analiza el bloque $H(s)$. Por simplicidad se analizará el bloque en formato $\frac{1}{H}(s)$.

$$\begin{aligned} \frac{1}{H}(s) &= \frac{V_o}{V_d}(s)/v_i=0 \\ \frac{1}{H}(s) &= \frac{s^2R_2R_3C_1C_2 + s(C_2R_3 + C_1R_2 + C_2R_2) + 1}{s^2R_2R_3C_1C_2 + sR_2(C_1 + C_2) + 1} \end{aligned}$$

Con los valores de los componentes elegidos, se obtienen las siguientes singularidades:

$$\begin{aligned} Z_1 &= 35 \text{ Hz} \\ Z_2 &= 33 \text{ KHz} \\ P_{1,2} &= 1.07 \text{ KHz} \end{aligned}$$

A continuación se muestra el diagrama de Bode de amplitud de $G(s)$ y $\frac{1}{H}(s)$. En este se muestran la respuesta típica y mínima de $G(s)$, y además tres curvas de $\frac{1}{H}(s)$ debido a las posibles desviaciones por la tolerancia de los componentes pasivos (10%).

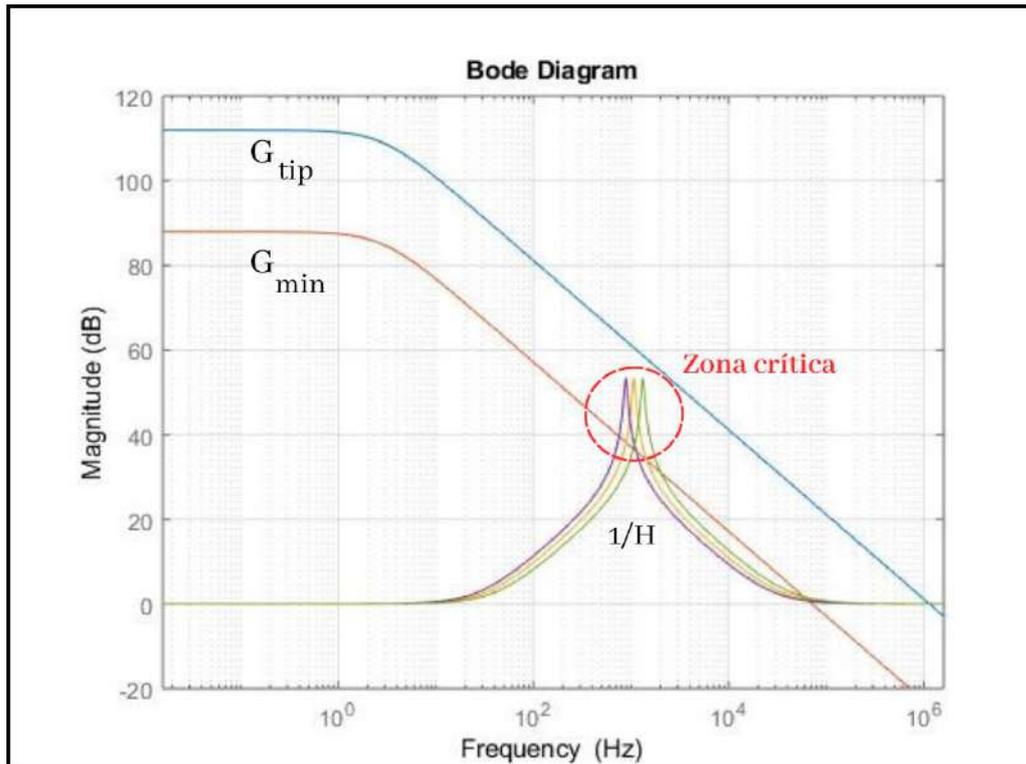


Figura 4.18 Diagrama de Bode $G(s)$ vs $1/H(s)$

Se observa una zona crítica en el gráfico. En caso de que el amplificador operacional siga la curva de ganancia típica, habría un margen de 5 dB aproximadamente entre ambas funciones, por lo cual sería estable con $M_\phi \approx 90^\circ$. En caso de que la curva de ganancia del amplificador operacional sea la mínima, el sistema se tornaría inestable, ya que intercepta la curva de $\frac{1}{H}(s)$ en el sobrepico, donde la rotación de fase es muy abrupta. Cabe aclarar que el filtro operativamente responde de manera estable.

Una mejora futura sería disminuir la ganancia del bloque $\frac{1}{H}(s)$, afectando lo menor posible la $TLC(s)$. De esta manera se disminuye considerablemente el riesgo de inestabilidad del filtro.

4.1.2.2.3. Demodulación

El objetivo de esta etapa es trasladar la señal modulada a banda base. Para ello se utiliza un detector de envolvente. A la salida del mismo se obtiene una tensión proporcional al valor pico de la señal modulada.

A continuación, se bosqueja su funcionamiento.

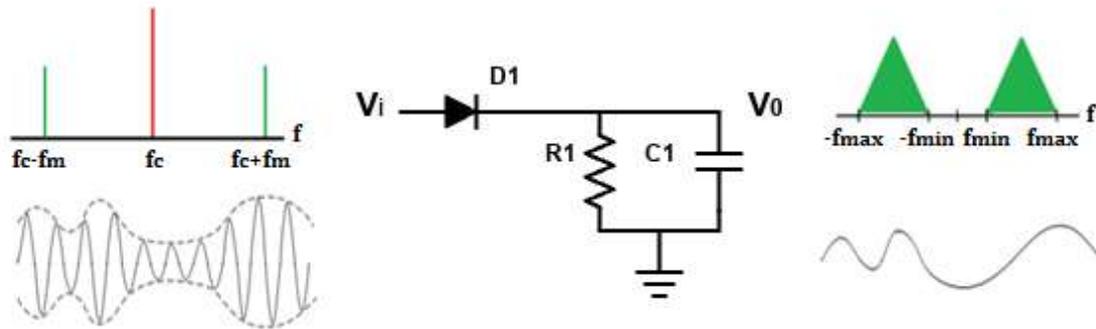


Figura 4.19 Diagrama detector de envolvente

A la salida se obtiene la envolvente de la señal de entrada, aunque puede estar “pesada” por un rizado de alta frecuencia (frecuencia de portadora), si el circuito no alcanza a eliminarlo por completo. En ese caso se elimina fácilmente con un filtro pasabajos.

Para diseñar la etapa de demodulación, la constante de tiempo del detector (τ) debe ser lo suficientemente rápida para que no atenúe la señal modulante, y a su vez debe ser lo suficientemente lenta para que filtre la señal portadora. Estas, junto a otras consideraciones se resumen a continuación:

- $\tau = RC$
- $f_m < \frac{1}{\tau} < f_c$
- $f_c > 2f_m$
- f_c : frecuencia de portadora ; f_m : frecuencia modulante

En este caso, la señal modulante sería la del pulso cardíaco, que en condiciones de esfuerzo físico extremo su frecuencia puede superar los 3 Hz.

Por otro lado, la caída de tensión en el diodo debe ser la menor posible, ya que en esta etapa la señal es de baja amplitud. Es por ello que se eligió un diodo de Germanio ($V_D=0.2\text{ V}$)

Por lo tanto, se define $f_{mMAX} = 4\text{ Hz}$, y por lo mencionado anteriormente, se eligen los siguientes valores:

$$\begin{aligned}
 f_c &= 1\text{ kHz} \\
 R &= 10\text{ k}\Omega \\
 C &= 1\text{ }\mu\text{F} \\
 \frac{1}{\tau} &= 100\text{ Hz}
 \end{aligned}$$

A pesar de tratarse de un sistema alineal, se puede aproximar su frecuencia de corte con la expresión $f_{corte} = \frac{1}{2\pi RC}$, siempre y cuando se cumplan ciertas condiciones:

- El tiempo de carga del capacitor es lo suficientemente rápido como para seguir la envolvente de la señal.
- El tiempo de descarga, gobernado por la constante de tiempo τ , determina la capacidad del circuito para mantener la forma de la envolvente.

En esta etapa se podría haber optado por un detector sincrónico, teniendo en cuenta que la señal portadora es generada internamente por el microcontrolador. Sin embargo se eligió el detector de envolvente ya que consiste en unos pocos componentes, es de fácil implementación y tiene un menor consumo energético (ideal para equipos a batería). Como ventaja, el detector sincrónico tiene mayor precisión, ya que en este caso se tiene la señal portadora exacta como referencia. No obstante, para esta aplicación el parámetro más importante no es la amplitud,

sino la frecuencia de la señal demodulada. En conclusión, el detector sincrónico no ofrece beneficios relevantes para esta aplicación.

4.1.2.2.4. Segunda etapa de filtrado y amplificación

Se utiliza un Filtro activo Pasabanda RC de 2do orden. El objetivo de esta etapa es amplificar la señal de salida del detector de envolvente, y eliminar su rizado.

El filtro debe estar centrado en la frecuencia de mensaje, y debe tener una ganancia adecuada para que la señal alcance los umbrales definidos del comparador con histéresis (siguiente etapa). El factor de calidad no es un parámetro importante en esta etapa, ya que la frecuencia de mensaje es mucho menor que la frecuencia de rizado.

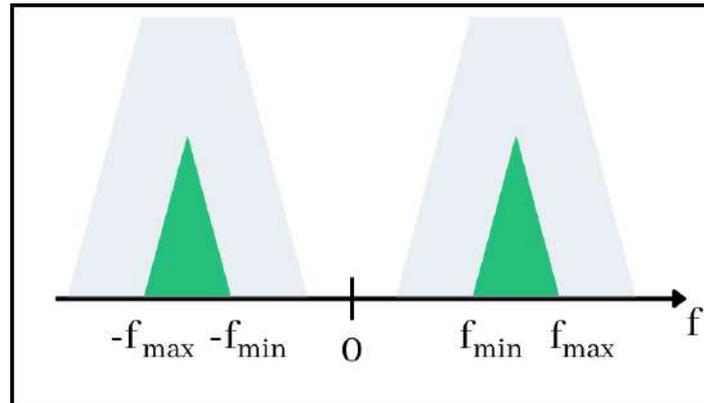


Figura 4.20 Representación de la banda de frecuencia de interés

El filtro utilizado, su función transferencia y las ecuaciones de diseño se muestran a continuación.

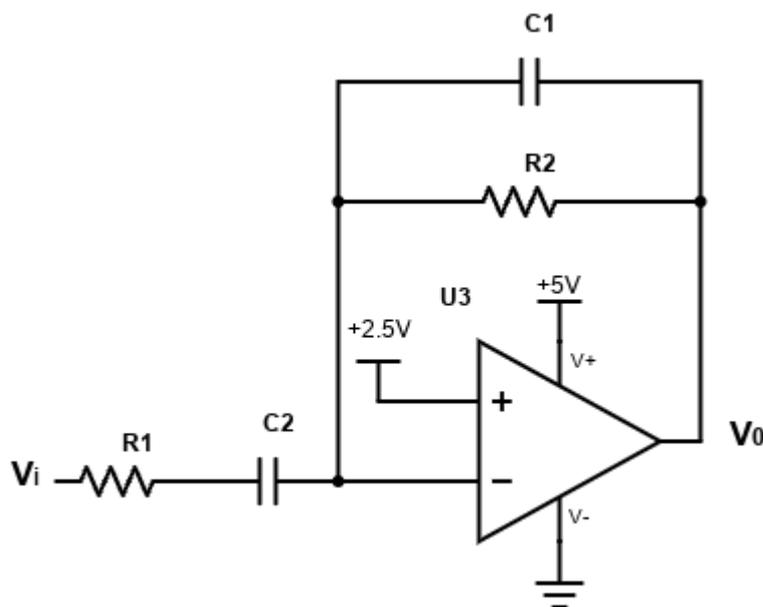


Figura 4. Filtro RC 2do orden

$$\frac{V_0}{V_i}(s) = -\frac{s \frac{1}{C_1 R_1}}{s^2 + s \left(\frac{1}{C_1 R_2} + \frac{1}{C_2 R_1} \right) + \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}}$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}}$$

$$Q = \frac{\omega_n}{\left(\frac{1}{C_1 R_2} + \frac{1}{C_2 R_1}\right)}$$

$$A = \frac{Q}{\omega_n C_1 R_1}$$

Con los valores de los componentes elegidos, se obtienen los siguientes parámetros:

$R_1 = 3,9 \text{ k}\Omega$	$f_n = 4 \text{ Hz}$
$R_2 = 8,2 \text{ M}\Omega$	$Q = 0,5$
$C_1 = 4,6 \text{ nF}$	$A = 61 \text{ dB}$
$C_2 = 10,66 \text{ }\mu\text{F}$	

El diagrama de bode es el siguiente:

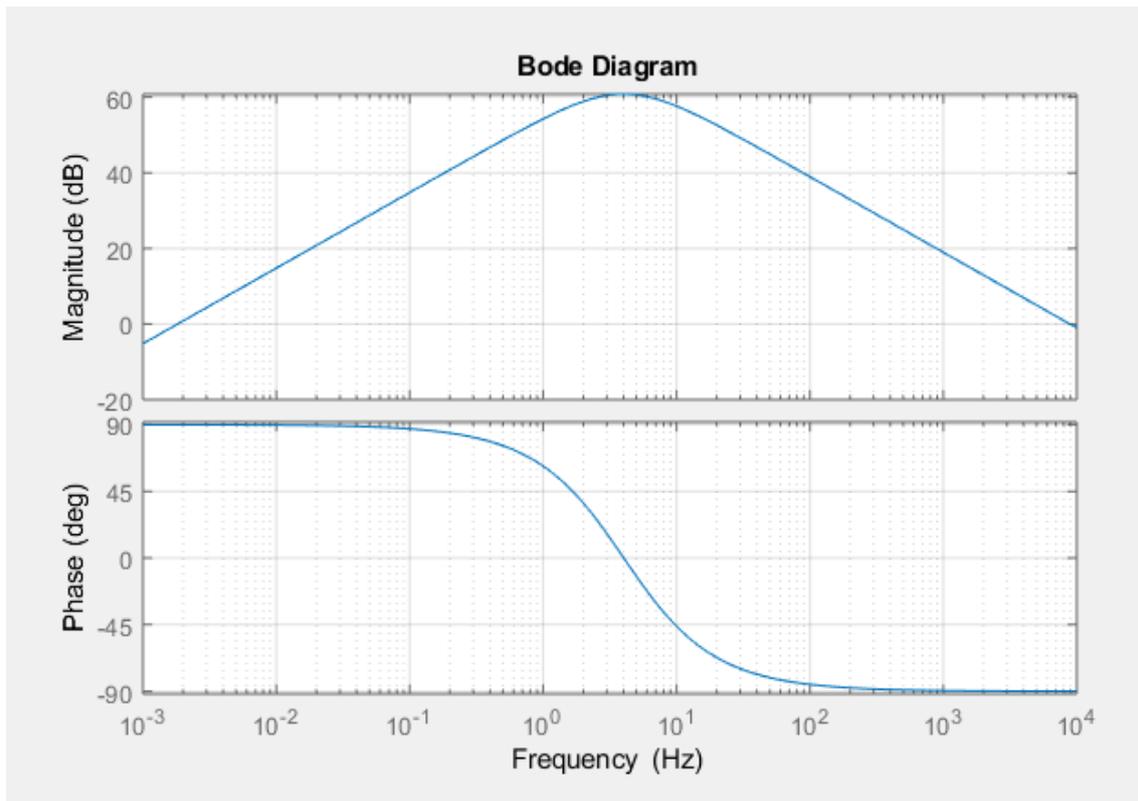


Figura 4.21 Diagrama de Bode Filtro RC 2do orden

Análisis de estabilidad

Para el análisis de estabilidad de este filtro se realiza el mismo análisis que el filtro anterior.

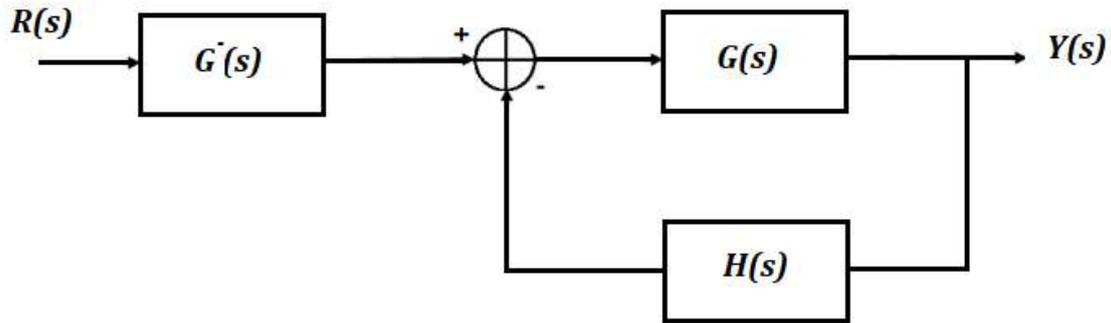


Figura 4.22 Diagrama en bloques de estabilidad

Se define $V_d = V^+ - V^-$. Luego:

$$G^-(s) = \frac{V_d}{V_i}(s) / v_o=0$$

$$G^-(s) = -\frac{sC_2R_2}{s^2C_1C_2R_1R_2 + s(C_1R_2 + C_2R_1 + C_2R_2) + 1}$$

Con los valores de los componentes elegidos, se obtienen las siguientes singularidades:

$$\begin{aligned} Z &= 0 \\ P_1 &= 1.75 \text{ mHz} \\ P_2 &= 8.88 \text{ KHz} \end{aligned}$$

El diagrama de bode de amplitud se muestra en la siguiente figura.

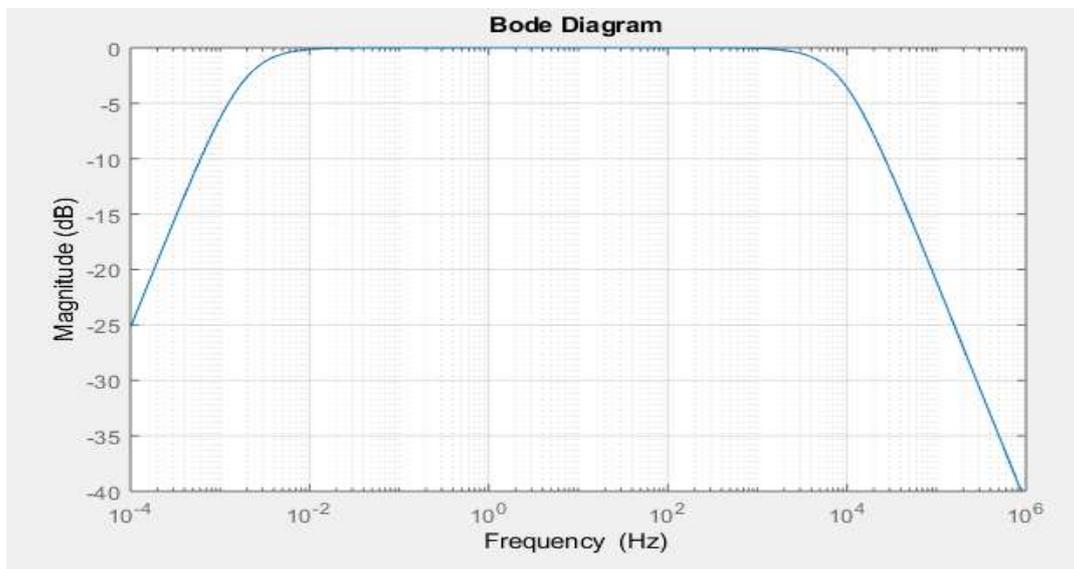


Figura 4.23 Diagrama de bode de amplitud de $G^-(s)$

Se puede observar que la ganancia del bloque es unitaria en toda la zona de interés.

Luego se analiza el bloque de realimentación.

$$\frac{1}{H}(s) = \frac{V_o}{V_d}(s) / v_i=0$$

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

Con los valores de los componentes elegidos, se obtienen las siguientes singularidades:

$$\begin{aligned} P_1 &= 3.82 \text{ Hz} \\ P_2 &= 4.21 \text{ Hz} \\ Z_1 &= 1.75 \text{ mHz} \\ Z_2 &= 8.88 \text{ KHz} \end{aligned}$$

A continuación se muestra el diagrama de Bode de amplitud de $G(s)$ y $\frac{1}{H}(s)$. En este se muestran las respuesta típica y mínima de $G(s)$, y además tres curvas de $\frac{1}{H}(s)$ debido a las posibles desviaciones por la tolerancia de los componentes pasivos (10%).

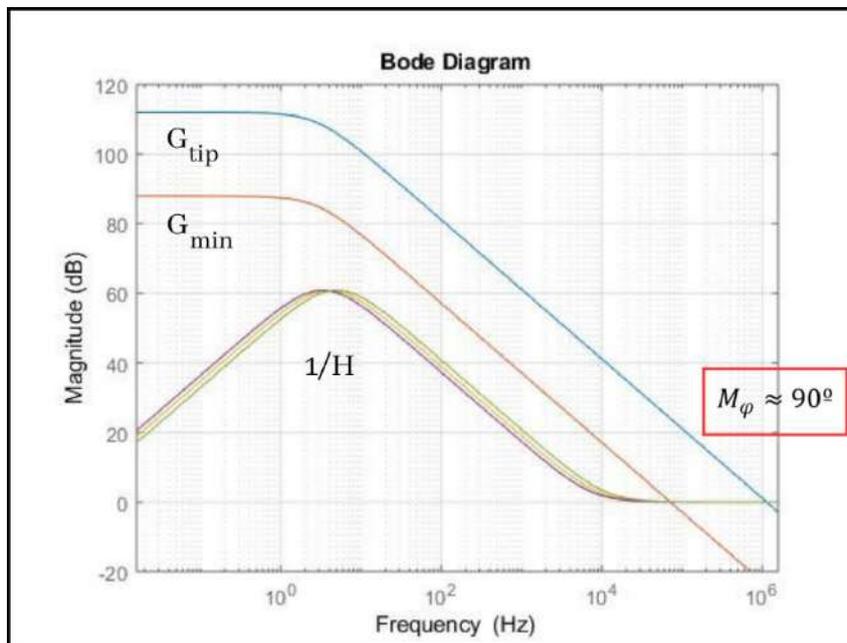


Figura 4.24 Diagrama de Bode $G(s)$ vs $1/H(s)$

Se puede observar que en todos los casos el cruce de curvas se produce con una pendiente relativa. Por ende el filtro es holgadamente estable, con $M_\varphi = 90^\circ$.

4.1.2.3. Comparador con histéresis

El objetivo de esta etapa es llevar la señal analógica a un formato digital de 1 bit, es decir que el circuito opere en régimen de corte o saturación. Separando los umbrales convenientemente, se logra cierta robustez ante el movimiento del sensor y otras fuentes de ruido.

El comparador con histéresis es un circuito en configuración de realimentación positiva. La salida oscila entre dos estados posibles de saturación (0 y V_{cc}), según el valor que tome la entrada y según el valor de umbrales seleccionados.

El circuito utilizado y su comportamiento se muestran a continuación.

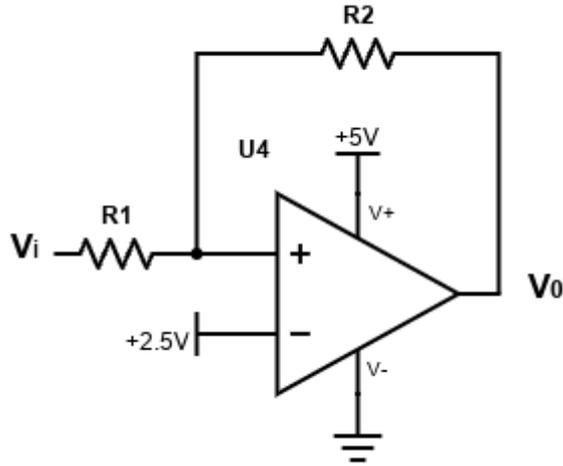


Figura 4.25 Comparador con histéresis

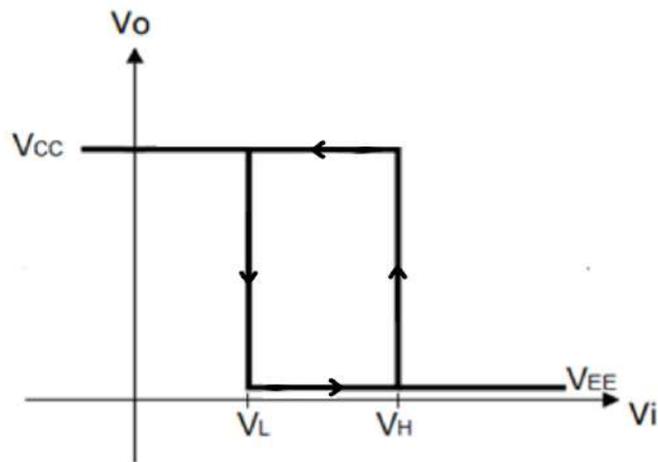


Figura 4.26 Gráfico Salida Vs Entrada comparador

El valor de los umbrales se debe elegir convenientemente, de manera de eliminar el ruido presente en la señal de entrada.

Para la selección de los umbrales se tienen en cuenta las siguientes ecuaciones:

$$V_L = V_{REF} \times \left(\frac{R_1 + R_2}{R_2} \right) - V_{CC} \times \left(\frac{R_1}{R_2} \right)$$

$$V_H = V_{REF} \times \left(\frac{R_1 + R_2}{R_2} \right) + V_{EE} \times \left(\frac{R_1}{R_2} \right)$$

A continuación, se detallan los valores de diseño seleccionados, y los componentes utilizados.

$V_{CC} = 5 V$	$R_1 = 56 k\Omega$
$V_{REF} = 2,5 V$	$R_2 = 100 k\Omega$
$V_{EE} = 0 V$	
$V_L = 1 V$	
$V_H = 4 V$	

Una clara mejora a futuro en la etapa analógica sería adicionar un control automático de ganancia (AGC), debido a la variabilidad de la señal de PPG respecto de cada persona (grosor de

piel, tono de piel, edad, etc). El AGC se podría utilizar para controlar dinámicamente los umbrales del comparador con histéresis (dependiendo de la amplitud de la señal de entrada). Otra opción posible sería agregar la etapa de AGC antes de la etapa de comparación. De esta manera se lograría mantener la señal dentro de un rango fijo de tensión, y se dejarían fijos los umbrales de comparación.

4.1.2.4. Circuito analógico completo

El circuito implementado con todos sus bloques es el siguiente:

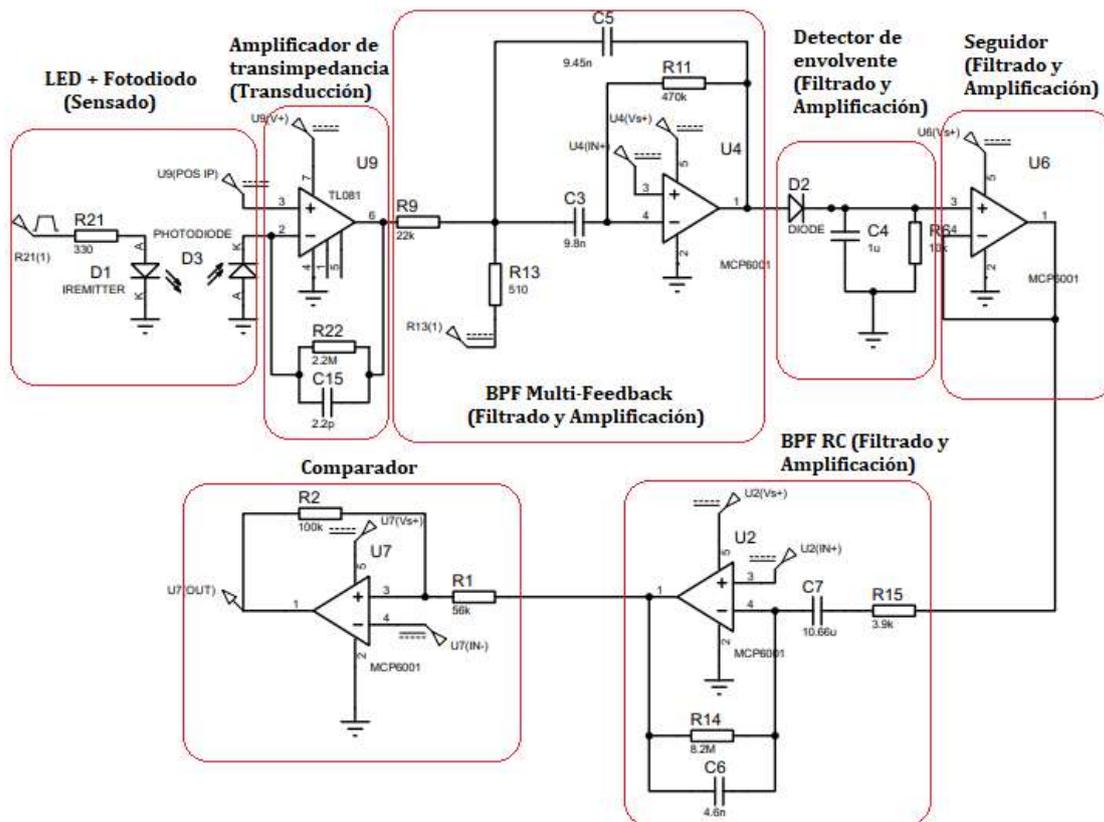


Figura 4.27 Circuito analógico completo

4.2. Desarrollo del firmware y software

Este apartado comprende las etapas de digitalización, procesamiento de señales, comunicación y visualización. A continuación, se desarrolla cada uno de los bloques mencionados.

4.2.1. Digitalización

Las señales de interés son dos: el nivel de batería del dispositivo y las pulsaciones por minuto. Esta última está en formato digital, ya que es la salida de un comparador. Mientras que la primera es analógica, y hay que digitalizarla.

El alcance del proyecto no comprende la alimentación a batería del artefacto, pero sí se incluyó esta señal en la etapa del firmware, ya que la idea final es que el dispositivo funcione a batería. Se utiliza el microcontrolador PIC18F1330 debido a que tiene una suficiente velocidad de reloj, la memoria de programa y cantidad de entradas/salidas son suficientes para esta aplicación, tiene comunicación UART, dos *Timers*, y su precio es accesible.

El circuito de muestreo y retención es el siguiente:

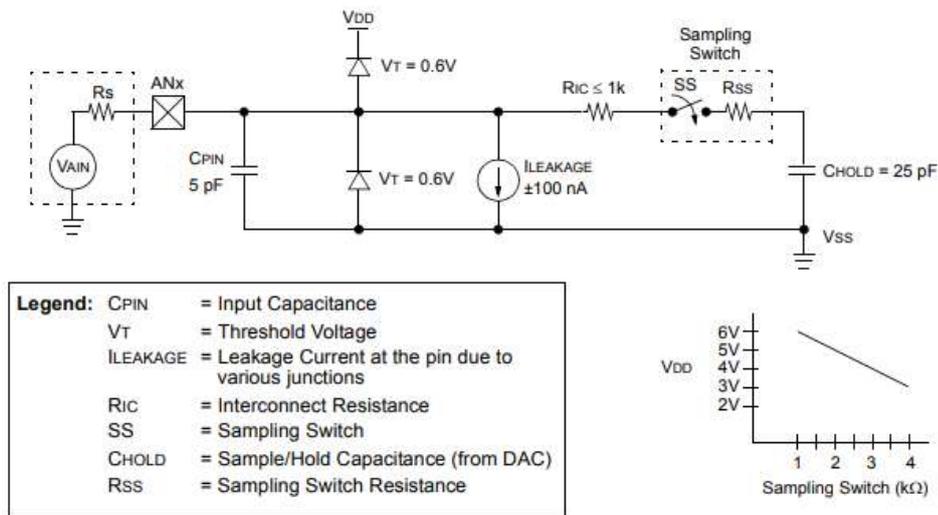


Figura 4.28 Circuito de muestreo y retención

Para realizar la conversión A/D se deben configurar sus registros. De esta manera se configuran convenientemente el voltaje de referencia, tiempos de adquisición y conversión, fuente de *clock*, entre otros.

Los pasos a seguir son los siguientes:

1. Configurar las entradas Analógicas y el Voltaje de Referencia (ADCON1).
 - Selecciona el canal A/D de entrada a leer (ADCON0).
 - Selecciona el Tiempo de Adquisición A/D (ADCON2).
 - Selecciona el Reloj de la Conversión A/D (ADCON2).
 - Habilita el módulo A/D (ADCON0).
2. Esperar el Tiempo requerido de Adquisición (20us).
3. Comienzo de la Conversión A/D:
 - Activar el Bit GO/DONE del Registro ADCON0.
4. Esperar a que la Conversión A/D termine:
 - Interrogar el Bit GO/DONE si es (= 0), Conversión Completa.
5. Leer los Registros del Resultado A/D (ADRESH:ADRESL).

Los registros mencionados se detallan en las páginas 169, 170 y 171 de la hoja de datos del PIC18F1330.

4.2.2. Procesamiento de señales

El procesamiento de señales se hace a través de un código fuente en lenguaje C. Se utiliza la herramienta MPLAB X de *Microchip*. Su distribución es libre y gratuita y se puede descargar directamente desde el sitio de *Microchip*. Las tareas que debe realizar el microcontrolador son:

1. Adquisición y digitalización de señales para su posterior transmisión
2. Generación de la señal cuadrada de excitación del LED emisor
3. Comunicación con la interfaz de usuario
4. Conteo de PPM del usuario
5. Medición de la batería del dispositivo

Para ello se utilizan los siguientes periféricos:

1. PWM
2. TIMER 0
3. TIMER 1

4. ADC
5. UART

Para realizar el conteo de las PPM se utilizan el TIMER 0 y el TIMER 1, que tienen las siguientes características:

TIMER 0:

- Configurado en modo contador
- Excitado por un clock externo (señal PPM)
- Su función es contabilizar los flancos ascendentes de la señal de clock
- Se resetea luego de un tiempo de ventana t_v establecido por el TIMER 1

TIMER 1:

- Configurado en modo temporizador
- Excitado por un clock interno
- Define el tiempo de ventana t_v , durante el cual se cuentan los pulsos del TIMER 0

A continuación, se muestra una imagen con ambas señales.

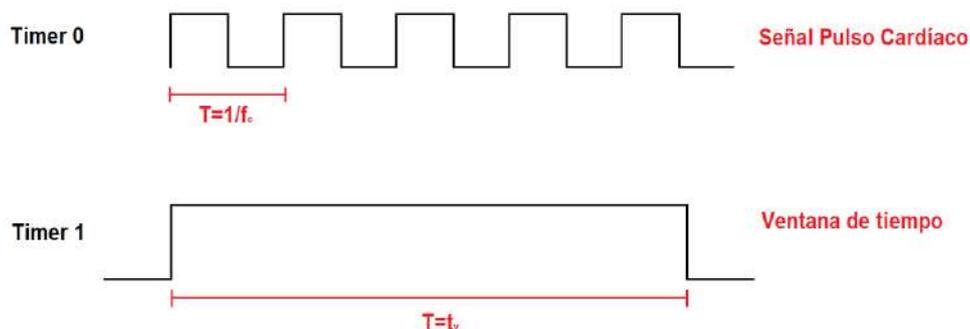


Figura 4.29 Diagrama comportamiento TIMER 1, TIMER2

Para el cálculo de las PPM se sigue la siguiente expresión:

$$PPM = N \times \frac{60}{t_v}$$

N es la cantidad de flancos contabilizados durante t_v .

A su vez, t_v corresponde al período de actualización de las PPM, y $\frac{60}{t_v}$ es el factor de resolución. Por ende si t_v es pequeño, el tiempo de actualización de las PPM será pequeño, al igual que la resolución, y viceversa.

En un principio se eligió $t_v = 12 \text{ seg}$, lo que daba una *Resolución* = 5 PPM (baja). Por eso se modificó ese valor a $t_v = 30 \text{ seg}$, quedando una *Resolución* = 2 PPM. Este valor elegido es un equilibrio entre resolución y tiempo de actualización.

A continuación, se muestra un diagrama de flujo.

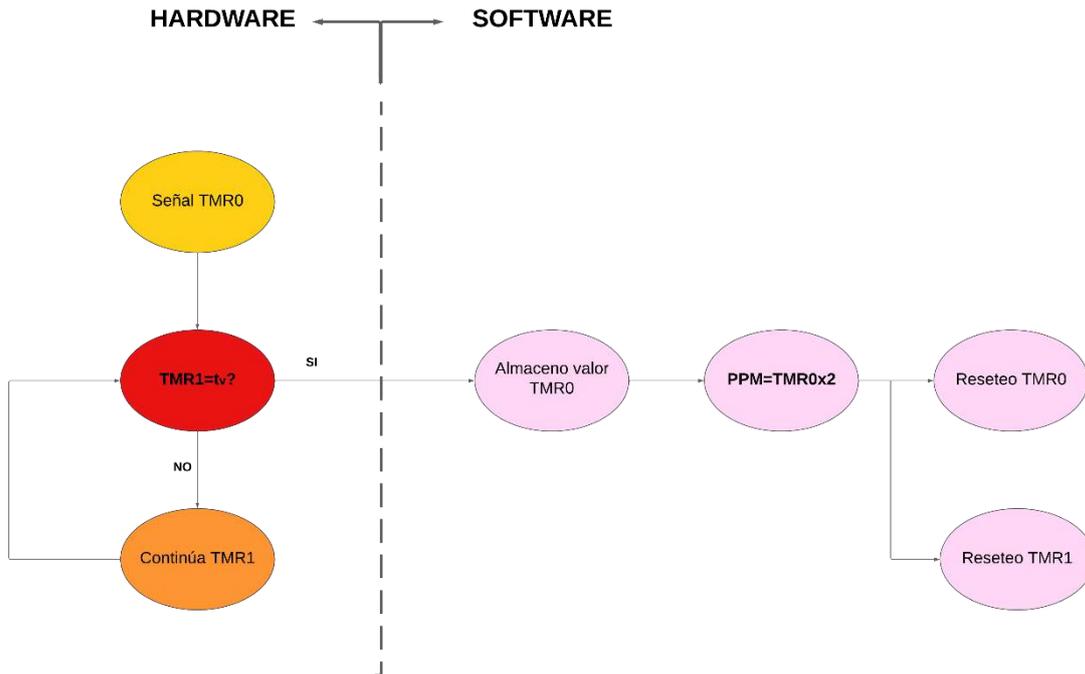


Figura 4.30 Diagrama de flujo conteo PPM

4.2.3. Comunicación

La comunicación se lleva a cabo a través de medios cableados e inalámbricos, permitiendo así flexibilidad y adaptabilidad en la transferencia de datos según las características y requerimientos del sistema.

Mediante el puerto serie UART, se comunica el microcontrolador PIC18F1330 con un módulo transceptor. Posteriormente se efectúa la comunicación por radiofrecuencia entre los dos módulos transceptores HC-12. La potencia de trasmisión debe ser la suficiente para alcanzar una distancia mínima de 30 metros entre ambos módulos. Luego el módulo receptor se conecta mediante el puerto UART a un microcontrolador ESP32. Por último, se envían los datos recibidos a un dispositivo portátil vía Bluetooth para ser presentados en una interfaz de usuario. En la figura siguiente se muestra un esquema de la comunicación entre los bloques mencionados.

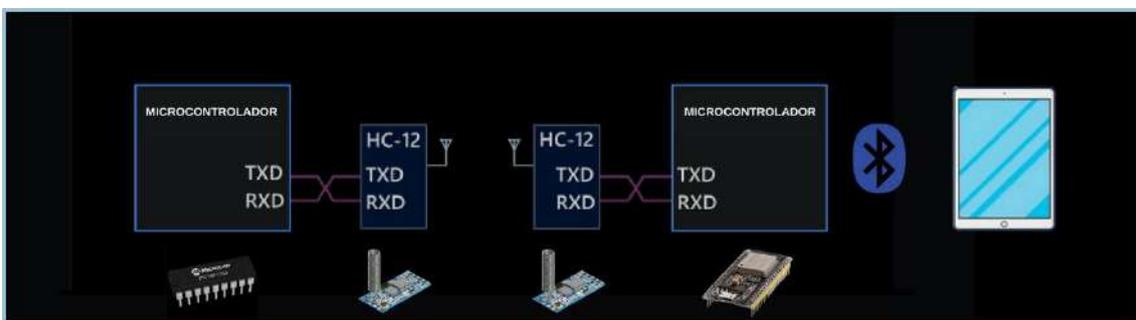


Figura 4.31 Esquemático de transmisión y recepción

A continuación, se especifican el *pinout* y las características principales del módulo HC-12.

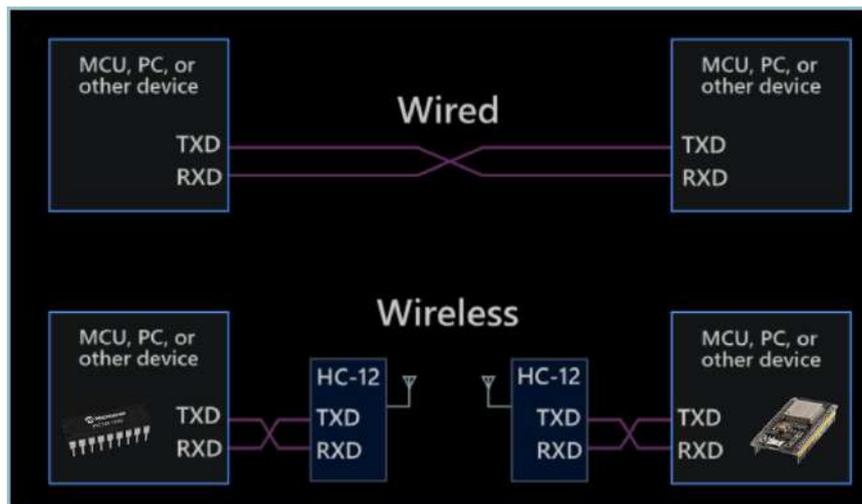


Figura 4.32 Esquemático módulo HC-12

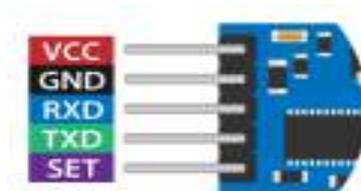


Figura 4.33 Pinout módulo HC-12

- Módulo inalámbrico
- 100 canales incorporados
- $D_{max} = 1800\ m$
- $P_{max} = 100\ mW$
- $V_{cc} = 3.2\ V - 5\ V\ DC$
- $f = 433.4 - 473.0\ MHz$
- Los datos se transmiten por radiofrecuencia
- Comunicación semidúplex

El módulo HC-12 tiene cuatro modos de transmisión transparentes UART: FU1, FU2, FU3 y FU4. Cuando están en uso, varios modos son solo para enviar y recibir datos de UART, sin la parte de transmisión inalámbrica de aire; pero solo en la misma velocidad de transmisión de aire pueden comunicarse entre sí. El modo predeterminado en el módulo es el de velocidad máxima FU3. Este modo puede ajustar automáticamente la velocidad de transmisión en el aire de acuerdo con la velocidad en baudios del puerto serie; a mayor distancia, menor velocidad posible de transmisión.

Los módulos generalmente se usan en pares para transmitir datos entre ellos en modo semidúplex. Al mismo tiempo, el modo de transmisión transparente, la velocidad en baudios, los canales de comunicación inalámbricos deben configurarse de la misma manera.

El modo de transmisión UART del módulo HC-12 por defecto es FU3. En este punto, el módulo funciona a toda velocidad, la corriente que consume cuando está inactivo es de aproximadamente 16 mA. En este modo, el módulo de transmisión inalámbrico ajustará automáticamente la velocidad de transmisión de datos (baudios) en el aire de acuerdo con la velocidad de transmisión del puerto UART, las relaciones correspondientes se muestran en la siguiente tabla:

UART baud rate	1200 bps	2400 bps	4800 bps	9600 bps	19200 bps	38400 bps	57600 bps	115200 bps
air baud rate	5000bps		15000bps		58000bps		236000bps	

Con el fin de establecer la distancia de comunicación lo más larga posible, se puede establecer en una tasa de baudios UART baja. Si es poco tiempo para transferir grandes cantidades de datos, la velocidad en baudios UART se puede aumentar a expensas de que disminuya la distancia segura de comunicación. La sensibilidad de recepción del módulo está condicionada por las diferentes velocidades de transmisión en el aire como se muestra en la siguiente tabla:

air baud rate	500bps	5000bps	15000bps	58000bps	236000bps/250000bps
receiving sensitivity	-124dBm	-116dBm	-111dBm	-106dBm	-100dBm

Generalmente, si la sensibilidad de recepción disminuye entre 6 y 10 dBm; la distancia de comunicación se reduce a la mitad.

Los modos de transmisión son cuatro:

1. El modo FU1 es un modo de ahorro de energía. La corriente de trabajo del módulo en estado inactivo es de aproximadamente 3.6mA. Este modo también puede configurar 8 tipos de velocidad de baudios UART que se muestran en la tabla anterior, pero la velocidad de transmisión en el aire es uniforme a 250000 bps. La distancia de comunicación es corta.
2. El modo FU2 es el modo de ultra ahorro de energía. La corriente de trabajo del módulo cuando está inactivo es de aproximadamente 80 μ A. Este modo solo admite velocidad de UART de 1200 bps, 2400 bps y 4800 bps. La velocidad de transmisión en el aire es 250000bps, y la distancia de comunicación es corta. Al mismo tiempo, si estando en el modo FU1 y FU3 el módulo se configura en el modo FU2, velocidades UART mayores a 4800 bps se reducirán automáticamente a 4800 bps. El modo FU2 permite solo la transferencia de una pequeña cantidad de datos (cada paquete dentro de 20 bytes), el intervalo de tiempo de transmisión del paquete no puede ser demasiado corto (preferiblemente mayor de 2 segundos), de lo contrario, provocará la pérdida de datos.
3. El modo FU3 es el configurado de fábrica (9600bps en datos de 8 bits, sin paridad, 1 bit de parada; canal CH001 a 433.4MHz).
4. El modo FU4 es el modo de comunicación de ultra larga distancia. La velocidad de transmisión UART se fija en 1200 bps, la velocidad en baudios del aire se fija en 500 bps. Si se parte de otro modo y se configura el FU4, la velocidad del puerto serie se convertirá automáticamente a 1200 bps. En este modo, solo se transfiere una pequeña cantidad de datos (cada paquete alrededor de 60 bytes), el intervalo de tiempo de transmisión del paquete no puede ser demasiado corto (preferiblemente mayor de 2 segundos), de lo contrario, provocará la pérdida de datos.

Los comandos AT se usan para configurar los parámetros y cambiar la función del módulo. Los parámetros y funciones una vez modificadas no se perderán si el módulo se apaga.

Para configurar los comandos AT, el pin SET debe estar en nivel bajo. Mediante estos comandos se establecen distintas variables como velocidad de la UART, canal de comunicación, modo de transmisión, potencia de transmisión, entre otros.

Para esta aplicación ambos módulos se configuraron en una velocidad de 9600 baudios, canal 1, modo de transmisión FU3, potencia 20 dBm.

A continuación, se muestra la trama de transmisión.

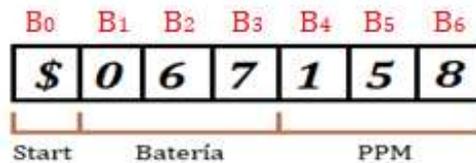


Figura 4.34 Trama de transmisión

Tiene 7 bytes, de los cuales:

- **B0**: byte de start. La trama comienza con el signo \$.
- **B1-B3**: bytes de batería. Estos bytes contienen el valor de la batería del dispositivo. Este valor está en el rango de 0-100. Como ya se mencionó, la alimentación a batería es un requisito a futuro, y no comprende el alcance de este proyecto.
- **B4-B6**: bytes de PPM. Estos bytes contienen el valor de las PPM. Este valor está en el rango de 0-255.

Estos datos son enviados desde el PIC18F1330 hacia la ESP-32, mediante los módulos HC-12. En este caso se utilizó el módulo ESP-32 DEVKIT1.

A continuación, se muestra el esquemático y sus principales características.

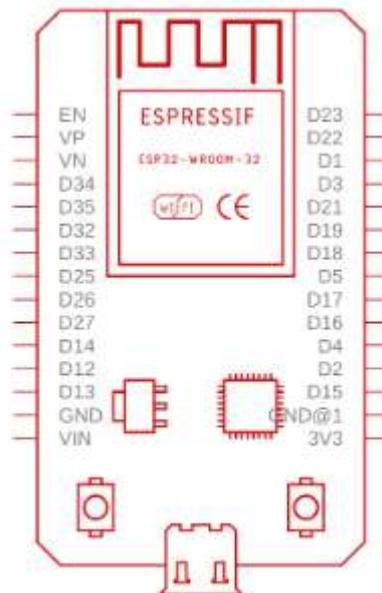


Figura 4.35 Esquemático módulo ESP-32 DEVKIT1

Fuente: Espressif

- Comunicación WiFi-Bluetooth
- $P_{max} = 12 \text{ dBm}$
- Conexiones múltiples en Bluetooth clásico y BLE
- Comunicación UART 4 Mbps

Una vez recibida la trama de datos, los separa y formatea según corresponda a la variable de batería o PPM. Luego, según sus valores genera la siguiente estructura de decisión.

La programación se realizó en el entorno de Arduino IDE, en lenguaje C.

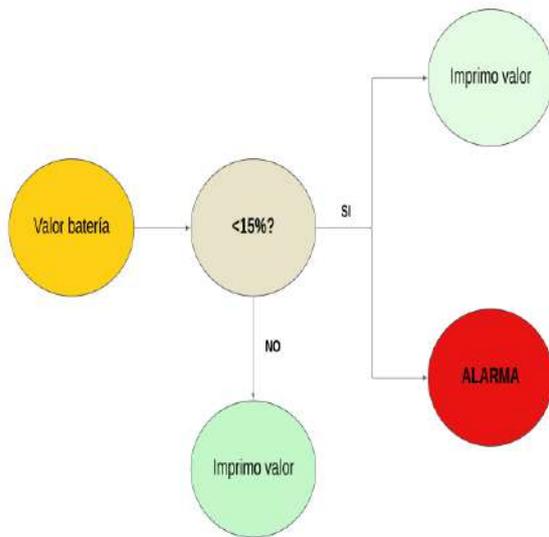


Figura 4.36 Estructura de decisión batería

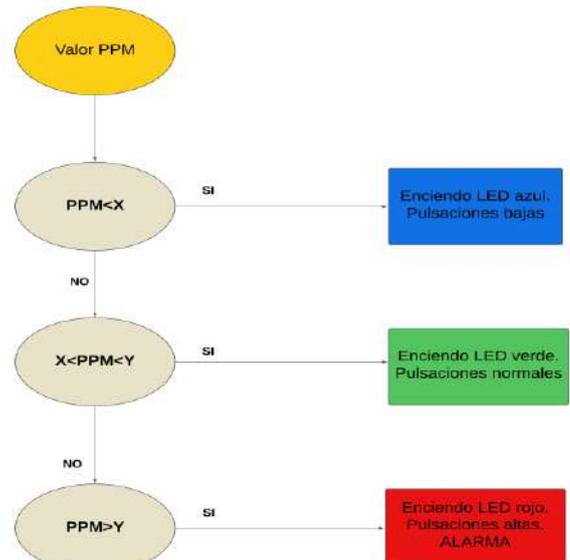


Figura 4.37 Estructura de decisión PPM

Los valores de los umbrales son fácilmente modificables desde el código fuente. En los gimnasios, los valores sugeridos de FC durante el ejercicio varían según la intensidad del entrenamiento. Para actividades de intensidad moderada, se recomienda que la FC esté entre el 50% y el 70% de la frecuencia cardíaca máxima. Además, se puede calcular la frecuencia cardíaca objetivo utilizando las zonas de frecuencia cardíaca, donde el 60% del FCR (frecuencia cardíaca de reserva) suele ser un buen objetivo durante el ejercicio.

Por último, estos valores se transmiten por Bluetooth a una aplicación de celular llamada *RemoteXY* para su visualización.

En la siguiente figura se muestra el esquemático completo de la etapa de software.

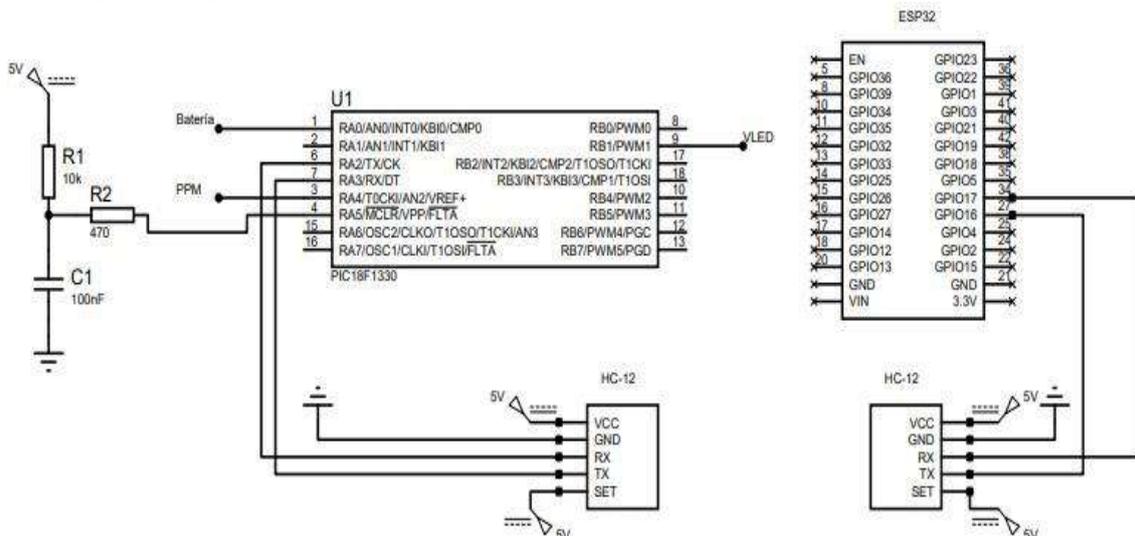


Figura 4.38 Esquemático completo de etapa digital

La señal PPM es la proveniente de la salida del comparador con histéresis, de la última etapa de hardware; y la señal VLED es la señal que alimenta el LED emisor. El pin RA0 se designó para la batería, cuando se incluya en una etapa posterior.

Los valores de componentes analógicos son:

$$R_1 = 10 \text{ k}\Omega$$
$$R_2 = 470 \text{ }\Omega$$
$$C = 100 \text{ nF}$$

Por último, se muestran la implementación en la *protoboard*, y el esquemático del circuito completo.

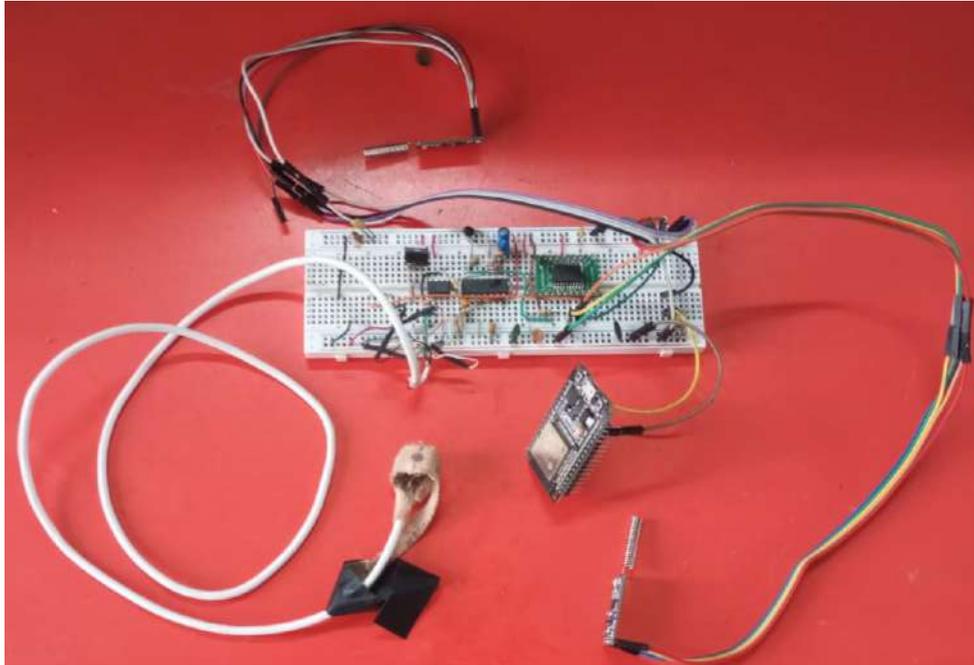


Figura 4.39 Implementación del circuito completo en *protoboard*

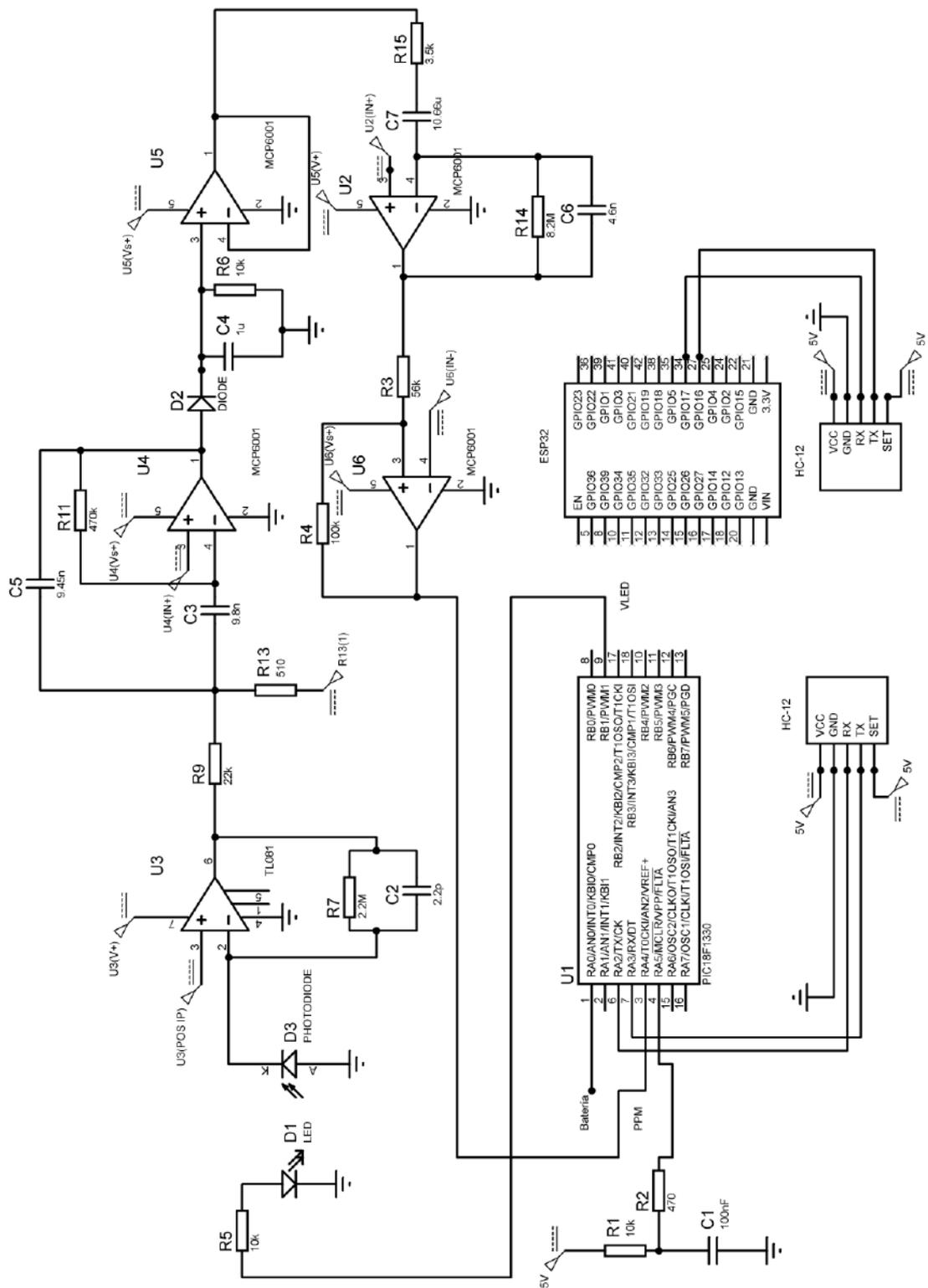


Figura 4.40 Esquemático completo del circuito

4.2.4. Visualización

Para la interfaz gráfica se utiliza la aplicación *RemoteXY*, que se puede descargar en cualquier dispositivo móvil, y funciona tanto con Android como con iOS. Permite visualizar distintas variables como controles, sensores e indicadores.

Esta aplicación se comunica de forma bidireccional por Bluetooth con el microcontrolador, y es compatible con Arduino y ESP32, entre otros. Se puede seleccionar Bluetooth clásico o BLE. En este caso, la última opción fue la elegida.

Se pueden utilizar hasta 5 elementos de la interfaz gráfica de manera gratuita y sin límite de tiempo. Si hay más de 5 elementos, se puede abrir la interfaz durante 20 segundos máximo. Para utilizarla por tiempo ilimitado se debe adquirir la licencia PRO.

Se configuran la cantidad y el tipo de variables deseadas, y luego la aplicación devuelve un código fuente que debe ser adjuntado al programa principal del microcontrolador. Este código proporciona una estructura para la interacción entre su programa con los controles y la pantalla. De este modo, se puede integrar fácilmente el sistema de control en la tarea para la que está desarrollando el dispositivo.

Mediante una única aplicación móvil, se pueden gestionar una gran cantidad de dispositivos con diferentes interfaces de gestión gráfica, ya que la descripción de la interfaz se almacena en el microcontrolador del dispositivo.

Los parámetros de la interfaz son los siguientes:

- Nivel batería (Indicador circular)
- Indicador batería baja (LED rojo)
- PPM (Editor de texto)
- Nivel PPM (LED RGB)
- Alarma sonora para indicar PPM altas

La interfaz de usuario se presenta a continuación.



Figura 4.41 Interfaz de usuario

4.3. Validación de la medición

Para la validación del equipo, se contrastó la medición realizada con el PF con dos dispositivos. En primer lugar, se realizó con un dispositivo médico validado. El equipo es un Tensiómetro de brazo automático marca *OMRON* modelo *HEM-7120*. Realiza lecturas de presión sistólica, presión diastólica y del pulso cardíaco. Es un producto autorizado por el Ministerio de Salud.



Figura 4.42 Tensiómetro de brazo OMRON HEM-7120

Se colocó al mismo tiempo el PF en el extremo del dedo índice de la mano derecha, y el tensiómetro en el brazo izquierdo. La medición se realizó con el usuario sentado y en total reposo.

Se esperó un minuto aproximadamente, hasta que el tensiómetro y el PFMFC realizaron las mediciones.

Por último, se utilizó un reloj inteligente marca *Garmin Forerunner 55* para validar las mediciones. Se colocó el reloj en la muñeca derecha y el PFMFC en la yema del dedo índice derecho, y se esperó 30 segundos para concluir la medición.



Figura 4.43 Reloj inteligente *Garmin Forerunner 55*

Mediante la aplicación de celular se registraron las distintas mediciones de frecuencia cardíaca, y se contrastaron con los dispositivos de validación.

A modo de ejemplo, en la siguiente imagen se muestra una de las mediciones realizada con el PFMFC y el tensiómetro *OMRON HEM-7120*



Figura 4.44 Medición PF vs Tensiómetro

Se realizaron varias mediciones para contrastar resultados. Se hicieron con seis personas de ambos sexos, deportistas y no deportistas, y un rango etario comprendido entre los 29 y 50 años. Para comparar las mediciones obtenidas, sólo se registraron aquellas realizadas con el tensiómetro, ya que es un dispositivo homologado por el Ministerio de Salud. A continuación se muestra una tabla con los valores obtenidos.

	Edad	Sexo	Valor FC (PPM) (PFMFC)	Valor FC (PPM) (Tensiómetro)	Error (PPM)	Error (%)
Persona 1	29	Masculino	66	66	0	0
Persona 2	35	Masculino	78	75	5	4.00
Persona 3	40	Masculino	68	69	1	1.44
Persona 4	50	Masculino	72	70	2	2.86
Persona 5	37	Femenino	74	72	2	2.78
Persona 6	41	Femenino	70	69	1	1.44

Se puede observar que los errores oscilan entre 0% y 4%, por lo que las mediciones son aceptables.

5. Capítulo 5: Desafíos encontrados

Entre los desafíos encontrados a lo largo de la realización del proyecto se destacan algunos de índole técnica y otros generales.

5.1. Desafíos técnicos

- Filtrado luz ambiente y *motion artifacts*: el filtrado de estas señales trajo grandes complicaciones, ya que eran de una amplitud mucho mayor a la señal de interés, y en el mismo rango de frecuencias. En principio se ensayó un filtro analógico *notch* en 100 Hz, pero por la dispersión de los componentes no filtraba adecuadamente. Luego se probó con un filtro pasabajos activo RC, con polo triple en 5 Hz. También se evaluó la idea de utilizar filtros adaptativos con acelerómetros, aunque finalmente no se implementó. El mejor resultado se obtuvo con la modulación, aislando ópticamente el sensor y con los filtros mencionados.
- Modulación: se probó modulando la señal de alimentación del LED emisor en AM ($f=465$ kHz), para luego realizar el filtrado con un filtro comercial preciso de un Q alto. El problema fue que esa frecuencia es mayor que la frecuencia de conmutación máxima del fotodiodo. Por ese motivo se evaluó modular en 38 KHz y comprar un filtro de TV a esa frecuencia, pero no se conseguía en el mercado local. Luego se moduló a $f=1$ kHz, y el fotodiodo tuvo una respuesta aceptable.
- Elección del optoacoplador: en principio se utilizó el integrado KY-039 pero la disposición espacial del LED emisor respecto del fotodiodo no era la óptima. Por ello la luz no incidía en el fotodiodo, sino que se dispersaba en el ambiente. Por ende, el nivel de señal detectada era muy bajo.
- Alimentación y polarización del circuito: Para las primeras pruebas se comenzó alimentando el circuito con fuente partida de 12 V. Finalmente, se modificó a fuente simple de 5 V. En esa instancia hubo complicaciones con la polarización del circuito y la excursión de las señales. Uno de los motivos fue la elección del OPAMP TL081, ya que trabaja más eficientemente con tensiones de alimentación mayores a 5 V. Además, se agregó un regulador de tensión de 2.5 V, para la polarización de los componentes activos. De esta manera se logró evitar la complejidad de utilizar una fuente partida en un prototipo portátil.
- Montaje del sensor: En principio la idea era montarlo sobre la muñeca, y que el sensado sea por reflexión (simil reloj inteligente), pero la SNR obtenida era mucho peor que al montarlo sobre el dedo.
- Aprendizaje de nuevos lenguajes de programación y herramientas de simulación: Se requirió un tiempo prudencial de aprendizaje de los distintos entornos de programación y simulación, como el *MPLAB*, *Arduino IDE* y *Proteus*. A su vez, instruirse en el funcionamiento de los microcontroladores y el lenguaje C, fue una etapa que demandó un tiempo razonable.

5.2. Desafíos generales

- Reasignación de tiempo hacia otras asignaturas: El comienzo del proyecto final se realizó a la par de otras materias, por lo que el tiempo dedicado al proyecto fue parcial. Por este motivo hubo pausas en la continuidad del proyecto que repercutieron en el cumplimiento del cronograma establecido en el plan de trabajo.

- Carga horaria laboral: Durante el desarrollo del proyecto, trabajé de manera simultánea, lo que implicó una dedicación de 45 horas semanales adicionales.
- Tolerar la frustración de tener que modificar el alcance del proyecto para evitar demoras excesivas en su ejecución.

6. Capítulo 6: Conclusiones y posibles mejoras

A lo largo del desarrollo del proyecto, aprendí a aplicar metodologías de trabajo estructuradas dentro del marco de un proyecto, así como desarrollar una actitud adecuada para enfrentar problemas. Aunque adquirí nuevos conocimientos complementarios a los de mi formación académica, comprendí que su aplicación no es efectiva sin un enfoque metódico.

Explorar áreas de conocimiento ajenas a la electrónica, como la rama de señales biomédicas, resultó ser una experiencia enriquecedora. Esto me permitió comprender que uno de los roles fundamentales del ingeniero es actuar como puente entre las necesidades específicas de un cliente y el conocimiento teórico disponible, incluso cuando el problema no se cierra en la propia especialidad (electrónica).

Resultó de mucha utilidad aprender nuevos lenguajes de programación y las distintas herramientas de simulación.

Durante el proceso, surgieron numerosos desafíos, tanto técnicos como personales. Manejar la frustración, abordar los problemas de manera organizada y objetiva, y mantener la motivación y constancia fueron factores claves para superarlos.

En un principio se abordó el proyecto con un alcance y requerimientos demasiado exigentes, ya que la meta era alcanzar un dispositivo utilizable en un gimnasio. A medida que fueron transcurriendo las distintas etapas del proyecto, y con las dificultades encontradas en el camino, se llegó a la conclusión de que era necesario limitar el alcance del proyecto.

Con el objetivo de finalizar el proyecto en un tiempo razonable, se definieron requerimientos más acotados y factibles siempre cumpliendo con los estándares que se esperan de un Proyecto Final de grado. Se realizó un enfoque más funcional del dispositivo, y se dejó abierto a distintas mejoras a futuro, para evolucionar posteriormente en un equipo utilizable en un gimnasio.

Algunas de ellas son:

- Incorporar alimentación por batería, y un módulo cargador por USB.
- Anexar una serie de alarmas de ajuste flexible y sencillo por el entrenador, almacenamiento de los valores históricos y procesamiento con inteligencia artificial.
- Mejorar en la interfaz de análisis, procesamiento y visualización de las señales.
- Posibilitar la modificación de parámetros por parte del entrenador, según su criterio, mediante la interfaz de usuario.
- Optimizar el filtro Multi-Feedback de 2do orden, para garantizar su estabilidad. Una posible solución sería aumentar la ganancia de la realimentación (bloque H), modificando lo menos posible la transferencia de lazo cerrado.
- Modular la señal de PPG con la técnica de *FM (Frequency Modulation)*, ya que podría lograrse una comunicación más robusta y con menor sensibilidad al ruido.
- En caso de modular en FM, se podría demodular con un *PLL (Phase Locked Loop)* ya que tiene una gran precisión y reduce el ruido y la distorsión.
- Ubicar el sensor en la muñeca para mayor confort a la hora de entrenar.
- Realizar un PCB, optimizando el tamaño del circuito.
- El dispositivo final debe ser portable y cómodo para su uso.
- Agregar una etapa de Control Automático de Ganancia (AGC), debido a la variación de la señal respecto del grosor o tono de la piel del usuario.
- Mejorar la robustez del circuito ante el movimiento del usuario.
- Fabricar cinco dispositivos, y posibilitar su utilización en simultáneo.

7. Capítulo 7: Bibliografía y referencias

A continuación, se citan las principales bibliografías consultadas para la confección del informe.

- [1] Arévalo, A.; Toloza, D. (2005). *Proyecto de Investigación y Desarrollo: Diseño y Construcción de un Monitor de Signos Vitales basado en un Computador Portátil – Módulo de Frecuencia Respiratoria*.
- [2] Alexei, H.; Benítez, A.; Rodríguez Pérez A.; Osleidy, V. (2017). *Amplificador de transimpedancia con ganancia programable para un lector de placas multimodal RIELAC, Vol. XXXVIII*.
- [3] Angulo, C. (2018). *Diseño e implementación de un pulsómetro digital basado en la fotopleletismografía*.
- [4] Avenar, A.; Rodríguez, A.; García, P. (2021). *Monitor de pulsos cardíacos*. Revista de la Alta Tecnología y Sociedad. Vol. 13, núm. 1.
- [5] Bustamante, C.; Torres, W. (2014). *Diseño y construcción de un contador de ritmo cardíaco, basado en un principio óptico*.
- [6] Cañizares, A. (2016). *Diseño, desarrollo y test de un prototipo de pulsera para adquirir el electrocardiograma y la onda de pulso*.
- [7] Carrobes, J.A. (2016). *Bio/neurofeedback revista “Clínica y Salud”, vol. 27, núm. 3*.
- [8] Celi, G.; Rocha, M.; Yapur, M. (2011). *Mediciones Fotopleletismográficas*. Facultad de Ingeniería en Electricidad y Computación. Escuela Superior politécnica del Litoral.
- [9] Chancusi, A. (2009). *Módulo Didáctico de un medidor de la frecuencia cardíaca mediante fotopleletismografía*. Laboratorio de Instrumentación Biomédica de la Universidad de las Fuerzas Armadas – ESPE.
- [10] Clara, F.; Blanco, G. (2011). *Estimación de la velocidad de propagación aórtica basada en el análisis de la onda de pulso radial*. Revista Medicina Buenos Aires, vol. 71, núm. 3.
- [11] Cometti, G.; Vogel, F. (2017). *Adquisición de señales de oximetría de pulso para monitoreo del estado vascular*. Universidad Nacional de Mar del Plata.
- [12] Conde, P.; Menéndez, B. (2002). *Revisión sobre las técnicas de biofeedback y sus aplicaciones*. Revista “Acción Psicológica”, vol. 1, núm. 2.
- [13] Gómez, L. (2015). *Técnicas para la estimación precisa del HRV mediante un sensor fotopleletismografía*.
- [14] Grupo de Investigación Biomédica DALCAME. (2016). *Diseño y construcción de una plataforma de telemedicina para el monitoreo de bioseñales: unidad modular de frecuencia respiratoria*.
- [15] Nieto, N.; Vega, M. (2017). *Diseño de un prototipo de medición de señales fisiológicas utilizadas en Biofeedback*. Universidad Nacional de Córdoba – Facultad de Ciencias Exactas Físicas y Naturales.