

Adquisición de señales de oximetría de pulso para monitoreo del estado vascular

Autores:

Cometti Germán Darío

Vogel Facundo Cellerino

Directores;

Meschino Gustavo Javier

Guzmán Marcelo Nicolás

2018



RINFI se desarrolla en forma conjunta entre el INTEMA y 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/).

Índice

1	Introducción.....	1-9
1.1	Motivación y presentación del problema.....	1-9
1.2	Antecedentes.....	1-10
1.3	Objetivos.....	1-12
2	Fundamentos Teóricos.....	2-13
2.1	Introducción.....	2-13
2.1.1	Intercambio de oxígeno en el organismo.....	2-13
2.1.2	Ciclo cardiaco.....	2-16
2.1.3	Hemoglobina.....	2-19
2.2	Fundamentos de la PPG.....	2-21
2.2.1	Señal PPG.....	2-21
2.2.2	Vasoconstricción.....	2-21
2.2.3	Vasodilatación.....	2-22
2.2.4	Onda dicrótica.....	2-22
2.2.5	Amplitud Sistólica.....	2-22
2.2.6	Amplitud Diastólica.....	2-23
2.2.7	Índice de Perfusión.....	2-24
2.3	Leyes de Absorción.....	2-25
2.3.1	Ley de Lambert.....	2-25
2.3.2	Ley de Beer.....	2-26
2.3.3	Ley de Lambert-Beer.....	2-26
2.4	SPO2.....	2-28
2.4.1	Determinación de la Saturación de Oxígeno en Sangre.....	2-30
2.5	Relación entre pletismografía y electrocardiografía.....	2-32
2.6	Protocolo SPI.....	2-34

2.6.1	Introducción.....	2-34
2.6.2	Líneas del Bus SPI.....	2-34
2.6.3	Transmisión y Recepción de Datos.....	2-36
2.7	Convertidor ADC Sigma-Delta ($\Sigma\Delta$)	2-39
2.7.1	Introducción.....	2-39
2.7.2	Ventajas del ADC ($\Sigma\Delta$)	2-40
2.7.3	Principios de funcionamiento.....	2-40
2.7.4	Ruido de cuantificación en sobremuestreo	2-42
2.7.5	Análisis del Modulador	2-43
2.8	Filtros FIR (Finite Impulse Response).....	2-45
2.8.1	Introducción.....	2-45
2.8.2	Diseño de un filtro digital FIR	2-45
2.8.3	Comparación entre Filtros FIR e IIR (<i>Infinite Impulse Response</i>)	2-47
2.9	Aislación Galvánica	2-50
2.9.1	Introducción.....	2-50
2.9.2	Transformador de aislamiento	2-50
2.9.3	Aisladores Ópticos	2-51
3	Desarrollo	3-54
3.1	Diseño del Hardware del Proyecto	3-54
3.2	Fuente de Alimentación Principal.....	3-56
3.2.1	Oscilador Astable.....	3-57
3.2.2	Amplificador	3-59
3.2.3	Condensador de Acoplamiento.....	3-60
3.2.4	Fuente de Doble Aislación	3-61
3.2.5	Rectificador.....	3-62
3.2.6	Filtrado.....	3-62

3.2.7	Regulador de Tensión	3-62
3.3	Sensor de Oximetría.....	3-66
3.4	Analog Front End 4400.....	3-69
3.5	Microcontrolador	3-72
3.6	Aisladores Ópticos	3-74
3.7	Software.....	3-77
3.7.1	CubeMX	3-77
3.7.2	SW4STM32.....	3-79
3.7.3	Registros y configuración AFE 4400	3-81
3.7.4	Python.....	3-90
3.7.5	Etapas del software	3-93
3.7.6	Ancho de banda PPG	3-95
4	Implementación.....	4-97
4.1	Introducción.....	4-97
4.2	Transformador Toroidal	4-97
4.3	Etapa de Aislación Óptica	4-99
4.4	Fabricación PCB.....	4-101
4.5	Montaje final en gabinete.....	4-104
4.6	Software y presentación de señales	4-105
4.7	Ecuación para el cálculo de la saturación de oxígeno	4-107
4.8	Resultados.....	4-108
4.9	Pruebas	4-109
4.9.1	Prueba 1: FingerSims™.....	4-109
4.9.2	Prueba 2: Oxímetro Nellcor™ Bedside	4-110
5	Conclusiones.....	5-112
	Bibliografía.....	5-114

Índice de figuras

Fig. 1.1 Nellcor PM1000N	1-11
Fig. 1.2 Herbie Life HL-70C.....	1-12
Fig. 2.1 Ciclo cardiaco	2-18
Fig. 2.2 a) Hemoglobina -- b) Grupo Hemo.....	2-19
Fig. 2.3 Ciclo de la señal PPG	2-23
Fig. 2.4 Ley de Lambert-Beer	2-27
Fig. 2.5 Absorción de luz en distintas concentración de Hb.....	2-28
Fig. 2.6 Absorción de luz en distintas trayectorias con iguales concentraciones de Hb. 2-29	
Fig. 2.7 Absorción de luz en diferentes longitudes de onda	2-30
Fig. 2.8 Señales de ECG y PPG.....	2-32
Fig. 2.9 Conexionado en Protocolo SPI.....	2-36
Fig. 2.10 Transferencia de datos, protocolo SPI.....	2-37
Fig. 2.11 Modos de comunicación dentro del protocolo SPI	2-37
Fig. 2.12 Diagrama en bloques de un ADC $\Sigma\Delta$	2-40
Fig. 2.13 Filtro antialiasing aplicado en sobremuestreo	2-42
Fig. 2.14 Linealización del modelo del Modulador $\Sigma\Delta$	2-44
Fig. 2.15 Estructura de un Filtro FIR	2-46
Fig. 2.16 Espectro de distintos tipos de Ventanas.....	2-47
Fig. 2.17 Transformador para aislamiento	2-51
Fig. 2.18 Esquema Básico de un Optoacoplador	2-52
Fig. 3.1 Diagrama de Procesos del Hardware Utilizado.....	3-55
Fig. 3.2 Esquemático de Fuente de Alimentación	3-56
Fig. 3.3 Oscilador Astable	3-57
Fig. 3.4 Configuración del 555 en modo Astable.....	3-57
Fig. 3.5 Oscilador Astable Amplificado	3-59
Fig. 3.6 Salida de Oscilador Astable Amplificada.....	3-59
Fig. 3.7 Señal aplicada al Primario del Transformador	3-60
Fig. 3.8 Doble Aislación Galvánica	3-61
Fig. 3.9 Condiciones de Operación Recomendadas para el CI74LS04.....	3-63

Fig. 3.10 Condiciones de Operación Recomendadas para el CI6N137	3-63
Fig. 3.11 Condiciones de Operación Recomendadas para el AFE4400	3-64
Fig. 3.12 Configuración establecida para Regulación de 3v y 5v.....	3-64
Fig. 3.13 Sensor Comercial Ensayado (Tipo Cinta)	3-66
Fig. 3.14 Sensor Comercial Ensayado (Tipo Pinza)	3-67
Fig. 3.15 Conexión en DB9.....	3-68
Fig. 3.16 Sensibilidad del fotodiodo BPW34.....	3-69
Fig. 3.17 Analog Front End – AFE4400.....	3-70
Fig. 3.18 STM32F4 Discovery	3-73
Fig. 3.19 Esquemático del Bus Aislado Ópticamente	3-75
Fig. 3.20 Diagrama circuital completo	3-76
Fig. 3.21 CubeMX - Configuración de pines.....	3-78
Fig. 3.22 Configuración de clocks	3-79
Fig. 3.23 Diagrama de flujo implementado en el microcontrolador	3-80
Fig. 3.24 Registro CONTROL0.....	3-81
Fig. 3.25 Registro CONTROL1.....	3-82
Fig. 3.26 Registro CONTROL2.....	3-82
Fig. 3.27 Registro TIA_AMB_GAIN.....	3-83
Fig. 3.28 Código binario para configurar la ganancia del amplificador	3-83
Fig. 3.29 Código binario para la configuración del valor de capacidad	3-83
Fig. 3.30 Código binario para la configuración del segundo amplificador	3-84
Fig. 3.31 Código binario para la configuración de la corriente de cancelación de luz ambiental.....	3-84
Fig. 3.32 Registro LEDCNTRL.....	3-84
Fig. 3.33 Ecuación para el cálculo de la corriente de los leds emisores.....	3-85
Fig. 3.34 Registro PRPCOUNT	3-85
Fig. 3.35 Registro Alarm.....	3-86
Fig. 3.36 Registro DIAG	3-86
Fig. 3.37 Diagrama temporal del muestreo.....	3-88
Fig. 3.38 Diagrama de flujo del software.....	3-91
Fig. 3.39 Señal PPG sin filtrar	3-95
Fig. 3.40 Señal PPG filtrada.....	3-96

Fig. 4.1 Núcleos toroidales	4-97
Fig. 4.2 Ondas en el primario y secundario del transformador de pulso	4-99
Fig. 4.3 Señales de entrada y salida del optoacoplador (CI6N137).	4-100
Fig. 4.4 Señales original (entrada del inversor CI74LS04) y salida del optoacoplador (CI6N137).	4-101
Fig. 4.5 Diseño de Pistas del PCB	4-102
Fig. 4.6 Diseño de la máscara de componentes	4-102
Fig. 4.7 Transferencia de tóner al cobre.....	4-103
Fig. 4.8 Placa de pertinax en cloruro férrico.....	4-103
Fig. 4.9 Proceso de agujereado de la placa de pertinax	4-104
Fig. 4.10 Montaje final del PCB diseñado	4-104
Fig. 4.11 Montaje del prototipo en gabinete	4-105
Fig. 4.12 Interfaz del software	4-106
Fig. 4.13 Relación entre el cociente R/IR y SPO2.....	4-107
Fig. 4.14 PPG hombre 28 años.....	4-108
Fig. 4.15 PPG mujer 25 años	4-108
Fig. 4.16 FingerSims	4-109
Fig. 4.17 Nellcor Bedside	4-110

Resumen

La adquisición de señales biomédicas es un componente importante e indiscutible en la medicina moderna. Los profesionales monitorean, previenen y diagnostican basados en la información que se interpreta de ellas. Por lo tanto, es necesario que los dispositivos realicen lecturas confiables, con mínima alteración de las señales censadas.

En este proyecto se intenta diseñar un prototipo para la adquisición de las señales provenientes de un sensor de oximetría de pulso y fotoplethysmografía (conocida por sus siglas PPG, de photoplethysmography), que se basa en emisores de luz roja e infrarroja y su respectivo detector. Se propone considerar la morfología de la onda de PPG para diagnosticar el tono vascular en forma continua, lo que no es posible de realizar con equipos comerciales, pues éstos filtran y procesan la señal para mostrarla en pantalla, perdiendo información de interés para el objetivo planteado.

La adquisición de las señales se realiza con dispositivos de sensado comerciales, que incluyen los diodos emisores y receptores. La amplificación y acondicionamiento de las señales se logra mediante circuitos integrados específicos para este tipo de aplicaciones, que solucionan esta etapa en su totalidad. También se implementa una fuente de alimentación con doble aislación galvánica logrando disminuir el riesgo eléctrico al paciente.

El control del integrado de adquisición se realiza con una placa de desarrollo basada en un microcontrolador con arquitectura ARM, de la familia *Cortex M4*. La comunicación entre ellos se encuentra totalmente aislada mediante el uso de optoacopladores.

Por último, se propone el uso del lenguaje Python para el manejo del protocolo de comunicación, visualización y cálculos en tiempo cuasi real.

Capítulo 1

1 Introducción

La fotoplethismografía, (conocida como PPG, por sus siglas en inglés photoplethysmography) es una técnica de medición óptica de los cambios volumétricos de la sangre en áreas periféricas como pueden ser las yemas de los dedos o los lóbulos de las orejas. Estos cambios volumétricos son los que se producen debidos a los latidos del corazón, irrigando la sangre a todas las zonas del cuerpo. Es una técnica no invasiva, de uso simple y muy útil que emplea un sistema de pulso oximetría, es decir, consistente en monitorizar la absorción de luz en estas zonas translúcidas. El sistema está compuesto típicamente por dos diodos LED, uno de longitud de onda correspondiente al color rojo y otro correspondiente al infrarrojo, que emiten luz pulsátil intermitente e intercaladamente. En el otro extremo del sensor hay un fotodetector que detecta aquella luz que no ha sido absorbida. De este modo, se puede componer una señal con componente DC y AC de la que puede extraerse información como el pulso cardíaco, la saturación de oxígeno en la hemoglobina entre otros parámetros de interés. En el siguiente capítulo se expondrán de manera más detallada estas características.

1.1 Motivación y presentación del problema

El monitoreo no invasivo es siempre un desafío de los sistemas de salud. En este proyecto se plantea la necesidad de contar con un equipo de adquisición de la señal de un sensor de oximetría de pulso y fotoplethismografía (PPG, de photoplethysmography), que adquiera las señales libres de ruido, pero sin modificar la morfología y el valor de continua originales. Para en un trabajo futuro proponer un procesamiento posterior usando la morfología de las señales con el fin de diagnosticar el tono vascular de un paciente ventilado mecánicamente, en forma continua y en tiempo cuasi real.

La oximetría de pulso es la función más conocida de las señales de PPG. Es un estándar de atención indiscutible en el monitoreo clínico. La función de la oximetría de pulso es

clave para evaluar el intercambio gaseoso de un paciente que resulta de un tratamiento ventilatorio particular mediante la medición continua y no invasiva de la saturación arterial de la hemoglobina (SpO₂), lo que ayuda a la configuración apropiada del ventilador mecánico.

Sin embargo, la señal de PPG se ha aprovechado muy poco para supervisar la hemodinámica en pacientes mecánicamente ventilados. El análisis de la morfología de la PPG proporciona información útil en tiempo real y no invasiva sobre la interacción del corazón y los pulmones durante la ventilación de presión positiva. Recientemente se han publicado artículos donde se describen los hallazgos observados al analizar estas señales.

Los monitores actuales necesitan ser mejorados si tales funcionalidades quisieran ser ofrecidas para el uso clínico. Se necesitan desarrollos y evaluaciones clínicas para establecer el verdadero potencial de estos usos avanzados de monitoreo de la PPG. Este proyecto intenta ser un aporte en ese sentido, proveyendo un equipo prototípico para ser utilizado en investigación, pues brindaría la posibilidad de la adquisición de las señales en situaciones controladas para efectuar posteriormente modelos y análisis estadísticos de los resultados.

1.2 Antecedentes

En la actualidad se pueden encontrar una infinidad de modelos para el monitoreo de estos parámetros. Donde su precio puede ser muy modesto o alcanzar sumas considerables en los dispositivos más sofisticados. Cada uno de ellos con sus características distintivas como precisión, rango de medición, portabilidad, robustez, etc. Sin embargo, la mayoría se limita a ofrecer solo el valor de saturación de oxígeno y las pulsaciones por minuto. Además de que la presentación de las señales solo se limita a una de las involucradas y con un procesamiento excesivo. Perdiendo gran parte de las características morfológicas que pueden ser aprovechadas para el uso avanzado del monitoreo de pacientes bajo ventilación mecánica. Se ha reportado que el análisis de la onda pletismográfica tiene el potencial de caracterizar el estado del sistema vascular de una manera simple y no invasiva. (Tusman 2016)

Si bien los monitores comerciales no pueden ser utilizados para este propósito, es interesante destacar los principales fabricantes de esta tecnología para tener un parámetro de las soluciones que ofrecen y cómo han ido innovado.

Así se puede encontrar marcas como Nellcor que se destaca por la excelencia en tecnología médica. En el ámbito de la pulsioximetría ofrece soluciones muy robustas para uso clínico además de una gran gama de sondas que se adaptan al paciente y a la situación. El modelo *PM1000N* de la marca es un ejemplo de ello, ya que incorpora lo último en procesamiento digital de señales de Nellcor brindando lecturas muy confiables. Esta característica permite al dispositivo funcionar correctamente bajo las condiciones más complicadas, como el movimiento del paciente, el ruido o la baja perfusión.



- Peso: 3.4 Kg
- Tamaño: 254 x 165 x 127 Centímetros
- Alimentación: 80 ~ 263V, 47/63Hz
- Consumo: 30 W
- Resolución: $\pm 1\%$
- Amplitud del pulso: 0.03 ~ 20%
- Rango de medición de hasta: 1 ~ 100%
- Rango de medición de hasta: 20 ~ 250 BPM
- Precisión: ± 2 BPM
- Máxima precisión: $\pm 2\%$ (70% ~ 100%), $\pm 4\%$ (<70%)

Fig. 1.1 Nellcor PM1000N

Otra marca recomendada en el ámbito es Herbie Life, la cual ofrece dispositivos de gran calidad, buen precio, diseño y funcionalidad orientadas al uso doméstico. Uno de sus productos de mayor comercialización es el *HL-70C*, un modelo para uso en el hogar con excelentes prestaciones.



- Peso: 50 Gramos
- Tamaño: 7 x 3 x 3 Centímetros
- Color: Naranja y negro
- Batería: 2 Pilas AAA
- Poder de consumo: <30mA
- Resolución: $\pm 1\%$
- Rango de medición de hasta: 70 ~ 99%
- Rango de medición de hasta: 30 ~ 250 BPM
- Precisión: ± 1 BPM o $\pm 1\%$
- Máxima precisión: $\pm 2\%$ (70% ~ 90%), sin especificar (<70%)
- Precisión máxima en Temperatura: ± 0.2
- Apagado automático

Fig. 1.2 Herbie Life HL-70C

1.3 Objetivos

Con este proyecto se pretende desarrollar un prototipo de pulsioxímetro que permita obtener la curva pletismográfica para la medición del nivel de oxígeno en sangre a través de la espectrofotometría, y la obtención de las pulsaciones cardiacas. Otra característica importante que se propone es la presentación de las señales con el mínimo procesamiento posible.

Además, se pretende dejar las bases para futuros trabajos relacionados, como ya se mencionó la señal de PPG es portadora de mucha información aún no utilizada.

Las características propuestas para el dispositivo son:

- Usar integrados de aplicación específica para oximetría (AFE 4400)
- Sistema de adquisición basado en microcontrolador Córtes (STM32F4 Discovery)
- Compatibilidad con sondas comerciales
- Procesamiento y presentación en tiempo real a través de un software basado en el lenguaje Python
- Posibilidad de almacenamiento del monitoreo
- Presentación por separado de las señales con mínimo procesamiento
- Cumplir con las normas de seguridad eléctrica del paciente para el uso del equipo en instituciones de salud

Capítulo 2

2 Fundamentos Teóricos

2.1 Introducción

En este capítulo se dan conceptos y la terminología adecuada en mediciones biomédicas referentes a las señales pletismográficas. Asimismo, se presentan los estándares y protocolos de comunicación utilizados, especialmente RS232 y SPI (del inglés *Serial Peripheral Interface*). Por último, se brindan los conceptos de aislación galvánica, optoacoplación y transformadores de pulso empleados en el diseño del hardware de este proyecto.

Fundamentos fisiológicos

Es necesario comprender los principios fisiológicos detrás del desarrollo del dispositivo. Estudiar cómo se produce el intercambio de oxígeno desde los pulmones a todas las células del organismo, cuáles son las responsables de este intercambio, y como se bombea sangre desde el corazón al resto del cuerpo.

2.1.1 Intercambio de oxígeno en el organismo

El oxígeno es uno de los elementos esenciales que han permitido el desarrollo de la vida en la Tierra, aportando a las células del organismo la energía necesaria para su correcto funcionamiento. Dado que es esencial para el funcionamiento de los organismos, la privación de éste durante un breve periodo de tiempo puede desencadenar lesiones graves hasta el deceso del individuo. La detección de niveles reducidos de oxígeno en la sangre es un indicador clave para identificar pacientes que requieran una inmediata intervención.

El aparato respiratorio es el encargado de realizar el intercambio de oxígeno y dióxido de carbono con la sangre, la cual se encargará de distribuirlo por todas las células del cuerpo. El oxígeno inhalado se introduce en el organismo a través de la cavidad nasal. Posteriormente atraviesa la faringe y la laringe con el fin de llegar a la tráquea.

Ésta se bifurca en dos conductos tubulares fibrocartílagos llamados bronquiolos, que suponen el acceso a los pulmones. Éstos se dividen a su vez en varios divertículos terminales llamados alvéolos.

Los alvéolos están revestidos por capas de células y capilares circundantes que se disponen ocupando el espesor de una sola célula en contacto estrecho unas con otras. Esto constituye una barrera entre el aire y la sangre de un grosor de tan solo una micra. El oxígeno inhalado atraviesa rápidamente esta barrera aire-sangre, llegando hasta la sangre que circula por los capilares. Del mismo modo el dióxido de carbono pasa de la sangre al interior de los alvéolos, desde donde es exhalado al exterior.

Los tres procesos esenciales para la transferencia del oxígeno desde el aire del exterior a la sangre que fluye por los pulmones son: ventilación, difusión, y perfusión.

2.1.1.1 *Ventilación*

La ventilación constituye el primer paso del ciclo de la vida del oxígeno. Es un mecanismo involuntario, rítmico y cíclico por el que el aparato respiratorio es capaz de desplazar volúmenes de aire desde la atmósfera a los pulmones y viceversa con el objetivo de provocar el intercambio gaseoso expuesto anteriormente.

Serán las neuronas respiratorias situadas en el tallo cerebral las que crearán un impulso que desencadenará una respuesta en las neuronas motoras de la médula espinal. Esta excitación será la desencadenante de la contracción del diafragma, los músculos pectorales, y los músculos intercostales.

Esta acción provocará las etapas que componen la ventilación:

- **Inspiración:** El diafragma se contrae y desciende mientras que los músculos intercostales y los pectorales amplían el volumen de la caja torácica. Esto

provocará una disminución de presión en los pulmones, creando un diferencial entre el interior y el exterior del cuerpo, desencadenando el ingreso del aire.

- **Espiración:** Las neuronas respiratorias inhiben cíclicamente a las motoras encargadas de la contratación. Como resultado de esta acción, los músculos se relajan, disminuyendo el volumen de la caja torácica y elevando el diafragma. La presión de los pulmones alcanza valores superiores a la presión atmosférica y por tanto el aire es expulsado de la caja torácica.

Podemos considerar el sistema respiratorio como un sistema de control de lazo cerrado, ya que este está compuesto por un grupo de componentes que regulan su propia conducta. Así, la señal de salida de las neuronas respiratorias es modulada por los quimiorreceptores y mecanorreceptores.

Se trata de receptores sensoriales sensibles a diferentes tipos de estímulos: los quimiorreceptores están relacionados con el nivel de oxígeno y del dióxido de carbono en sangre, mientras que los mecanorreceptores proveen información sobre aspectos mecánicos de la respiración (como el nivel de expansión de los músculos). Las señales que envían son analizadas por las neuronas del tallo cerebral para regular la frecuencia y profundidad de la ventilación.

2.1.1.2 Difusión

La difusión es el movimiento espontáneo de gases entre los alvéolos y la sangre de los capilares pulmonares sin intervención energética alguna o esfuerzo del organismo. Este proceso es provocado porque, en los pulmones, la presión del oxígeno es superior a la de la sangre, mientras que la del dióxido de carbono es inferior, generando un gradiente de presión.

2.1.1.3 Perfusión

Una vez en la sangre, tiene lugar la perfusión, proceso por el cual el sistema cardiovascular bombea la sangre a los pulmones. La circulación corporal es un vínculo esencial entre la atmósfera, que contiene oxígeno, y las células del cuerpo que lo

consumen. Así, el aporte de oxígeno a todas las células musculares del organismo depende no sólo de los pulmones, sino de la capacidad de la sangre para transportar oxígeno y de la capacidad de la circulación para llevar sangre al músculo.

2.1.2 Ciclo cardiaco

El ciclo cardíaco es una secuencia de eventos eléctricos, mecánicos, sonoros y de presión, relacionados con el flujo de sangre a través de las cavidades cardiacas, y la contracción y relajación de cada una de ellas (aurículas y ventrículos) y el cierre y apertura de las válvulas.

Durante este ciclo, la sangre rica en oxígeno procedente de los pulmones entrará al corazón por la vena pulmonar para ser bombeada al resto del organismo.

Este proceso es conocido como latido y transcurre en menos de un segundo. En cada latido se distinguen cinco fases: sístole auricular, contracción ventricular, eyección, relajación ventricular, llenado auricular.

2.1.2.1 Sístole auricular

Este ciclo se inicia con la contracción de las aurículas. Al contraerse, se expulsa toda la sangre que contiene hacia los ventrículos. Esto es posible gracias a que, en esta fase, las válvulas auriculoventriculares (mitral y tricúspide) están abiertas, mientras que las sigmoideas (aórtica y pulmonar) se encuentran cerradas. Al término de esta fase toda la sangre contenida en el corazón se encontrará en los ventrículos, dando paso a la siguiente fase.

2.1.2.2 Contracción ventricular isovolumétrica

Los ventrículos comienzan a contraerse, provocando un aumento de presión en el interior de los mismos, de modo que la presión ventricular excederá a la auricular y el flujo tenderá a retroceder hacia estas últimas. Sin embargo, esto no ocurre, debido a

que este aumento de presión ventricular provoca el cierre de las válvulas auriculoventriculares, que impedirán el flujo retrógrado de sangre. Por lo tanto, en esta fase todas las válvulas cardíacas se encontrarán cerradas.

2.1.2.3 *Eyección*

La presión ventricular será mayor que la presión arterial en los grandes vasos que salen del corazón (tronco pulmonar y aorta), de modo que las válvulas sigmoideas se abrirán y el flujo pasará de los ventrículos a la luz de estos vasos. A medida que la sangre sale hacia los vasos, la presión ventricular irá disminuyendo al mismo tiempo que aumenta en los grandes vasos. En el momento que se igualan ambas presiones, parte del flujo no pasará. El volumen de sangre retenido en el corazón al acabar la eyección se denomina volumen residual, mientras que el volumen eyectado será el volumen sistólico.

2.1.2.4 *Relajación ventricular isovolumétrica*

Corresponde al comienzo de la diástole donde tiene lugar la relajación miocárdica. En esta fase, el ventrículo se relaja. Esto, junto con la salida parcial de flujo sanguíneo, provoca un descenso enorme de la presión en su interior, pasando a ser inferior a la de los grandes vasos. De esta manera el flujo sanguíneo se vuelve retrógrado y pasa a ocupar los senos aórtico y pulmonar de las válvulas sigmoideas, empujándolas y provocando que éstas se cierren. Podemos definir esta etapa como el intervalo que transcurre desde el cierre de las válvulas sigmoideas hasta la apertura de las auriculoventriculares.

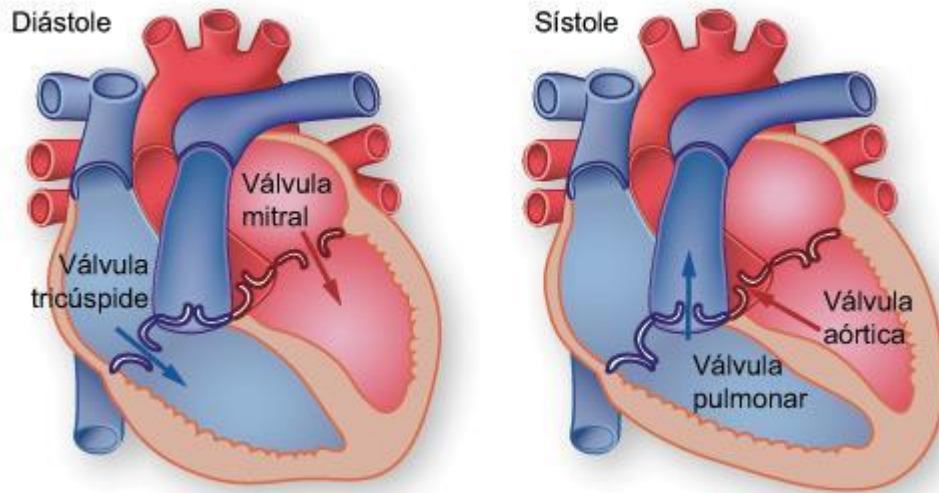


Fig. 2.1 Ciclo cardíaco

2.1.2.5 Llenado auricular pasivo

Durante los procesos anteriores, las aurículas se habrán estado llenando de sangre, provocando un aumento de presión mayor que en los ventrículos, parcialmente vaciados y relajados. Este gradiente provocará que la sangre circule desde las aurículas a los ventrículos, empujando las válvulas mitral y tricúspide, que se abrirán permitiendo el flujo en este sentido. Una nueva contracción auricular finalizará esta fase e iniciará la sístole auricular del siguiente ciclo.

Para mantener el intercambio entre oxígeno y dióxido de carbono en el cuerpo humano, entran y salen de los pulmones entre 6 y 10 litros por minuto de aire, y cada minuto se transfiere alrededor de 30% de cada litro de oxígeno desde los alvéolos hasta la sangre, aun cuando la persona esté en reposo. Al mismo tiempo y de forma paralela, un volumen similar de dióxido de carbono pasa de la sangre a los alvéolos y es exhalado. Durante el desarrollo de actividades físicas, es posible respirar más de 100 litros de aire por minuto y extraer de ellos 3 litros de oxígeno por minuto.

2.1.3 Hemoglobina

Esta molécula es la encargada de transportar el oxígeno desde los órganos respiratorios hasta los tejidos, y de recoger el dióxido de carbono desde este mismo punto hasta los pulmones, donde será exhalado hacia el exterior. Además, la hemoglobina desempeña un papel fundamental en la regulación del pH en la sangre.

La hemoglobina es una proteína de estructura cuaternaria, que consta de cuatro subunidades. Esta proteína forma parte de la familia de las hemoproteínas, ya que posee un grupo hemo. Cada glóbulo rojo contiene aproximadamente 265 millones de moléculas de hemoglobina (Curtis & Barnes, 1979).

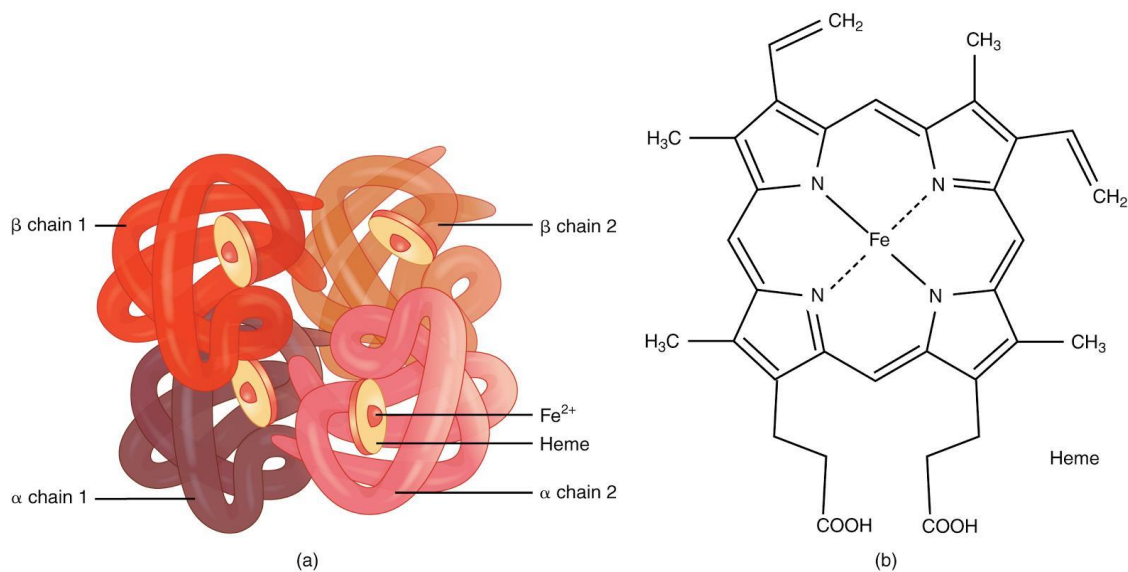


Fig. 2.2 a) Hemoglobina -- b) Grupo Hemo

Los gases no poseen grandes propiedades relacionadas con la solubilidad en un medio como la sangre, el cual es, en su mayor parte, agua. Por ello, el cuerpo necesita un método de transporte efectivo de oxígeno, que gracias a la hemoglobina es 65 veces más eficiente que la mera distribución por disolución simple (Webster, 1997). La combinación química de las moléculas de oxígeno con la hemoglobina es la responsable de más del 98% del oxígeno transportado por la sangre cuando sale de los pulmones. La cantidad restante de oxígeno se encuentra disuelta en el plasma sanguíneo.

Es importante tener en cuenta la presencia de dishemoglobinas en la sangre como la carboxihemoglobina y la metahemoglobina, otro tipo de hemoglobina que no provee de oxígeno a las células del organismo y que será uno de los factores limitadores para justificar la precisión y margen de error del dispositivo de medida objeto de este trabajo.

La hemoglobina es un pigmento respiratorio, por lo que su color depende de la cantidad de oxígeno contenido. Así, la hemoglobina oxigenada, u oxihemoglobina, es de un color rojo brillante, mientras que la desoxihemoglobina es violeta. Esto provoca que la sangre absorba luz en diferentes longitudes de onda, en función de la cantidad de oxígeno que transporta.

Esta diferencia en la intensidad de absorción a una longitud de onda puede ser empleada para determinar la concentración del pigmento en la sangre. Este principio será la base para calcular el nivel de saturación de oxígeno en la sangre a partir de las diferencias de absorción de la luz a distintas longitudes de onda.

2.2 Fundamentos de la PPG

2.2.1 Señal PPG

La señal de PPG registra las variaciones que se producen en el flujo o en el volumen sanguíneo que ocurre con cada contracción cardíaca. En los últimos años, su uso se ha comenzado a extender debido a su facilidad de operación y su técnica no invasiva, lo que hace que el sensor de pulso utilizado en oximetría se haya convertido en sustituto en muchas ocasiones de otro instrumental biomédico, como puede ser el Electrocardiograma (ECG).

Este desarrollo ha arrastrado consigo una amplia investigación de las propiedades de la señal extraída. A pesar de su aparente simplicidad, no sólo de su técnica sino también de la forma recogida en su onda, esta señal ha resultado ser muy compleja, pudiendo detectarse en ella multitud de actividades y respuestas como la frecuencia cardíaca, la respiración, saturación de oxígeno, viscosidad de la sangre, presión arterial o incluso cambios de la postura del paciente.

Como punto en contra, se ha detectado que esta señal es muy sensible a los denominados artefactos, que son errores que se observan en la medida como resultado de la propia técnica de medición, del instrumental utilizado, o del proceso necesario para extraer las características.

Un ciclo completo de la señal de PPG de un individuo sano (control) puede verse en la Fig. 2.3.

A continuación, se enumeran los principales parámetros de la señal de PPG.

2.2.2 Vasoconstricción

Cuando el corazón se relaja, el músculo liso de un vaso sanguíneo se contrae para impulsar la sangre con más fuerza por el sistema cardiovascular. Esto hace que se estreche la luz, dando lugar a un aumento de presión y aceleración de la sangre. La vasoconstricción aumenta la resistencia al paso de la sangre. Su funcionamiento se puede comparar con el flujo del agua en un conducto. Si una manguera se estrecha, el flujo de agua se reduce y aumenta la presión. Esto mismo ocurrirá con los vasos

sanguíneos. Cuando se produce un estrechamiento de los vasos, lo que se conoce en medicina por vasoconstricción, la sangre circula más rápidamente, pero en menor cantidad.

2.2.3 Vasodilatación

Este proceso es el inverso al definido anteriormente. Cuando el vaso se dilata (ensancha), debido a que el músculo se relaja, aumenta la luz del vaso, lo que se conoce como vasodilatación. Este proceso disminuye la resistencia al paso de la sangre, ya que se incrementa el diámetro interno de los vasos sanguíneos, permitiendo un mayor flujo de sangre.

2.2.4 Onda dicrótica

Dentro del análisis de la onda pletismográfica, se encuentra la muesca dicrótica, la cual representa el cierre de la válvula aórtica al final de la sístole, causando así un aumento momentáneo en el volumen de sangre arterial. La amplitud de la PPG varía con la potencia de la carga ventricular y el tono vasomotor. Todos estos cambios pueden ser utilizados para determinar el estado hemodinámico del paciente en cualquier punto de tiempo.

2.2.5 Amplitud Sistólica

Es el nivel máximo de volumen que se detecta en el área sometida a medición correspondiente a la fase sistólica del corazón, donde se eyecta la sangre. Cuando el corazón se contrae y bombea la sangre con oxígeno y nutrientes, la sangre circulante ejerce presión sobre la pared de las arterias, dicha presión es la tensión arterial sistólica.

2.2.6 Amplitud Diastólica

La Amplitud Diastólica es la presión que la sangre ejerce cuando el corazón se relaja para volver a llenarse de sangre. Tras el pico sistólico, el volumen comienza a decrecer, pero se detecta un punto de inflexión tras el que se encuentra otro pico denominado diastólico, que está relacionado con la fase diastólica del sistema cardiovascular en la que los ventrículos se llenan de sangre. Este pico no siempre es visible al representar gráficamente la señal de PPG, quedando oculto por la bajada desde el pico sistólico. Asimismo, el período de duración de la diástole, constituye la mitad del ciclo cardíaco, aproximadamente, unos 0,5 segundos en un individuo tipo en condiciones normales.

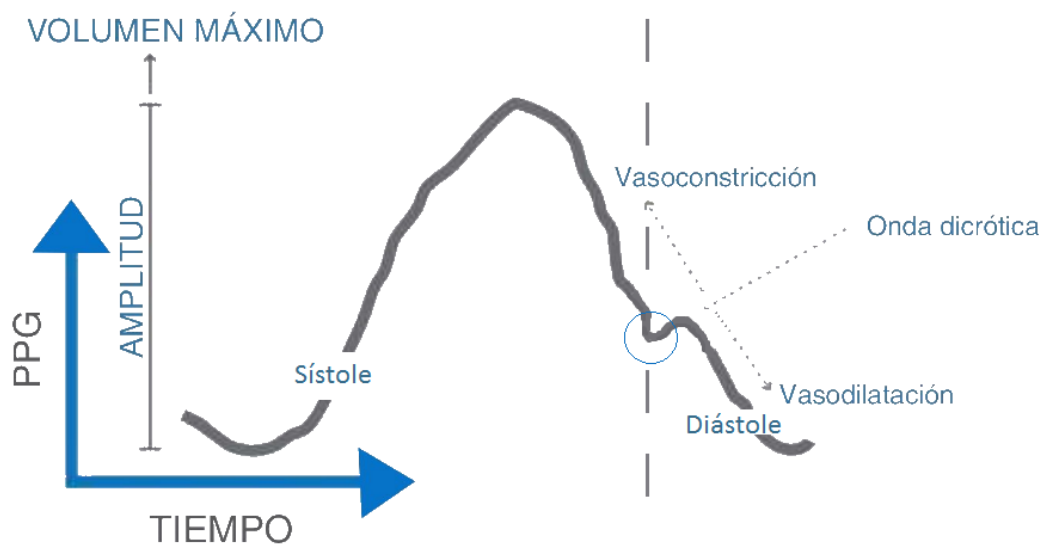


Fig. 2.3 Ciclo de la señal PPG

Esta señal tiene una componente DC y una componente AC. Es en esta última donde se detectan las características de la señal, siendo el valor DC despreciado en la mayoría de las situaciones. Además, posee dos partes bien diferenciadas en el punto de la onda dicrótica, las cuales se corresponden con las fases sístole y diástole.

2.2.7 Índice de Perfusión

El Índice de Perfusión (PI) es una evaluación de la fuerza pulsátil en un sitio específico de control (por ejemplo, la mano, el dedo o el pie), y como tal, es una medida indirecta y no invasiva de la perfusión periférica. Se calcula mediante la relación de la componente de alterna AC y la componente de continua DC de la señal pletismográfica:

$$PI = \frac{AC}{DC} \times 100\%$$

En términos generales, el PI refleja el tono vasomotor periférico. Un bajo PI sugiere vasoconstricción periférica (o hipovolemia grave) y PI alto sugiere vasodilatación. El valor de PI varía según el área de monitorización y según las condiciones fisiológicas y patológicas que acompañen al paciente. En la pantalla PI varía de 0.02% (fuerza del pulso muy débil) a 20% (fuerza del pulso muy fuerte). La tendencia PI es fundamental, ya que puede revelar cambios sutiles en la perfusión que se pierden en variables de pantallas estáticas.

2.3 Leyes de Absorción

La espectrofotometría, es un método científico utilizado para medir qué cantidad de luz es absorbida por una sustancia química. Se mide la intensidad de la luz cuando un haz luminoso pasa a través de la solución muestra. Está fundamentada en dos leyes principales: la ley de Lambert y la ley de Beer. Esta medición también puede usarse para medir la cantidad de un producto químico conocido en una sustancia.

2.3.1 Ley de Lambert

La ley de Lambert trata sobre la iluminancia de una superficie situada a una cierta distancia de una fuente de luz. Dicha ley establece que la potencia de una radiación electromagnética monocromática que incide perpendicularmente en una superficie decrece exponencialmente con el espesor del medio atravesado. La radiación absorbida por el medio se representa por un parámetro conocido como absorbancia, definida en la ecuación (2.1).

$$A_l = \frac{k_1}{2.3} * b \quad (2.1)$$

Siendo A_l la absorbancia determinada a través de la ley de Lambert, b es el espesor del medio y k_1 una constante de proporcionalidad que depende del medio. Esta expresión indica que la absorbancia es directamente proporcional al espesor del medio atravesado.

2.3.2 Ley de Beer

La ley de Beer, establece que la potencia de una radiación electromagnética monocromática que incide perpendicularmente sobre una muestra decrece exponencialmente con la concentración de la muestra. La radiación absorbida por el medio se representa por un parámetro conocido como absorbancia, definida en la ecuación (2.2).

$$A_b = \frac{k_2}{2.3} * c \quad (2.2)$$

Siendo c la concentración de la muestra, k_2 una constante de proporcionalidad y A_b la absorbancia determinada a través de la ley de Beer. Esta expresión nos indica que la absorbancia es directamente proporcional a la concentración de la solución.

2.3.3 Ley de Lambert-Beer

Combinando la ley de Lambert y la ley de Beer, se obtiene lo que se conoce como la ley de Lambert-Beer que describe la atenuación de la luz que viaja a través de un medio uniforme que contiene una sustancia absorbente, es decir, la cantidad de luz absorbida por un cuerpo depende directamente de la concentración en la solución. La intensidad I de la luz que viaja a través del medio decrece exponencialmente con las distancias y está definida por la ecuación (2.3).

$$I = I_0 e^{-\varepsilon(\lambda)cd} \quad (2.3)$$

Siendo $\varepsilon(\lambda)$, el coeficiente de extinción de la sustancia absorbente, λ la longitud de onda, c la concentración de la sustancia absorbente que es constante en el medio, y d es la longitud del camino óptico a través del medio. En la Fig. 2.4 se puede observar la representación de la Ley de Lambert-Beer.

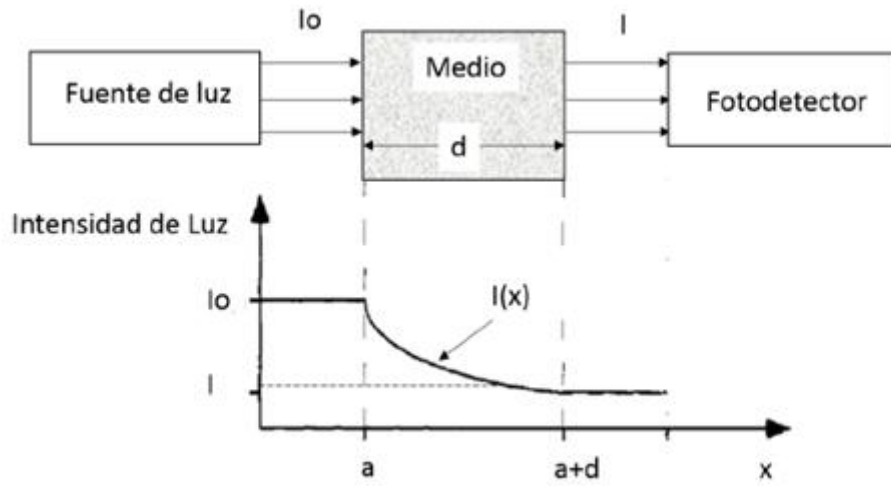


Fig. 2.4 Ley de Lambert-Beer

Las propiedades de la ley de Lambert-Beer son válidas incluso si hay más de una sustancia absorbente en el medio. Cada sustancia contribuye con su parte a la absorbancia total dando como resultado que la misma es la suma de las n -ésimas absorbancias presentes en el medio.

2.4 SPO2

Un oxímetro de pulso irradia luz de dos longitudes de onda distintas a través de una capa de tejido y mide la señal de la luz transmitida. El dispositivo basa sus mediciones dependiendo de 3 principios físicos:

- **Propiedad 1 (Beer):** La cantidad de luz absorbida es proporcional a la concentración de las sustancias que absorben. La hemoglobina (Hb) absorbe luz, la cantidad de luz absorbida es proporcional a la concentración de hemoglobina en los vasos sanguíneos. En la Fig. 2.5 se muestran dos vasos sanguíneos del mismo diámetro, con diferentes concentraciones de hemoglobina; cada molécula de Hb absorbe cierta cantidad de luz, indicando que a mayor cantidad de Hb por unidad de área, mayor cantidad de luz es absorbida. Esta propiedad está basada en la ley de Beer descrita anteriormente. El diodo emisor irradia luz de determinadas longitudes de onda, dicha luz atraviesa los tejidos y es recibida por el fotodetector. Al medir cuánta cantidad de luz alcanza a éste, el oxímetro de pulso determina cuánta luz ha sido absorbida. A medida que haya mayor concentración de Hb en la zona que se está observando, mayor luz será absorbida.

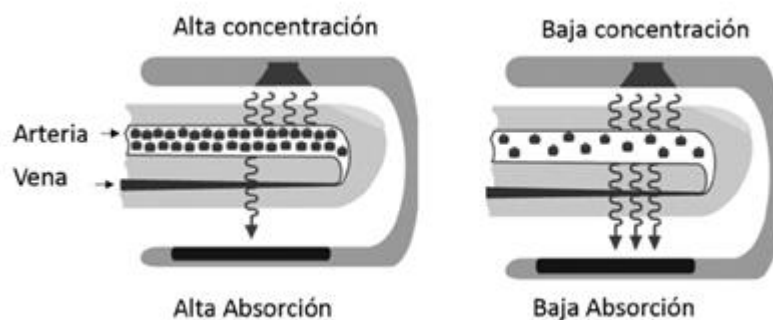


Fig. 2.5 Absorción de luz en distintas concentración de Hb

- **Propiedad 2 (Lambert):** La cantidad de luz absorbida es proporcional a la longitud del camino de luz. En la Fig. 2.6 se muestran dos bocetos de un dedo humano, ambas arterias tienen la misma concentración de hemoglobina por unidad de área. Sin embargo, la arteria del dibujo de la derecha tiene un mayor espesor que la de la izquierda. La luz emitida desde la fuente debe

viajar a través de la arteria, debe recorrer un camino de menor longitud para el dedo de la izquierda y uno de mayor longitud para el dedo de la derecha; aunque la concentración de Hb es la misma en ambas arterias, la luz atraviesa mayor volumen de Hb en la arteria de mayor espesor, ya que viaja a través de un camino más largo; por ende el medio absorbe mayor cantidad de luz. Esta propiedad es la mencionada por la ley de Lambert.

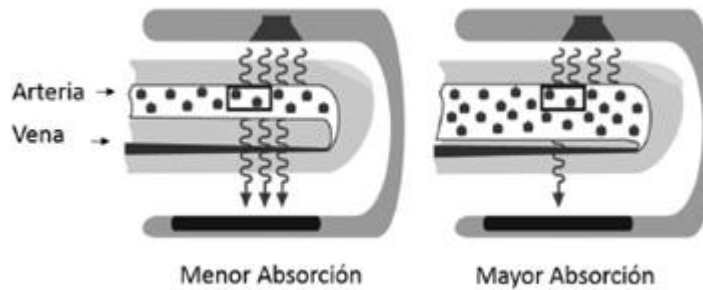


Fig. 2.6 Absorción de luz en distintas trayectorias con iguales concentraciones de Hb

- **Propiedad 3:** Cuanto más oxigenada está la sangre (Oxihemoglobina), mayor será la cantidad de radiación infrarroja absorbida. Por otra parte, cuanto menos oxigenada esté la sangre (desoxihemoglobina), mayor será la cantidad de radiación roja absorbida. En párrafos anteriores se ha mencionado como la concentración y la longitud del camino afectan a la absorbancia de la luz, adicionalmente el oxímetro de pulso hace uso de otra propiedad importante; la cual se basa en que la oxihemoglobina y la desoxihemoglobina absorben luz de diferentes longitudes de ondas de una manera característica. Un gráfico de la absorbancia de la oxihemoglobina y desoxihemoglobina para diferentes longitudes de ondas se muestra en la Fig. 2.7.

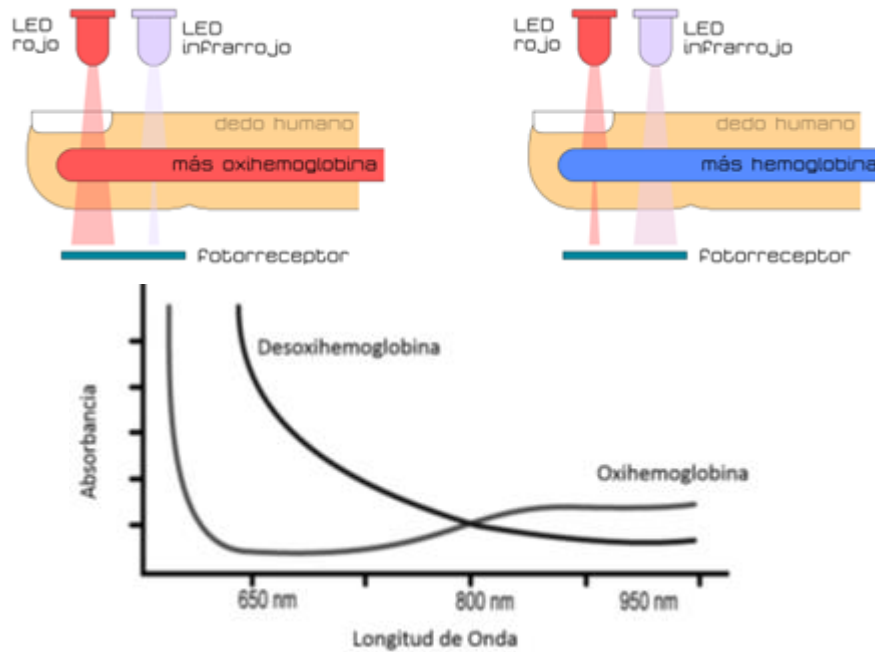


Fig. 2.7 Absorción de luz en diferentes longitudes de onda

El oxímetro de pulso entonces utiliza dos haces de luz de diferentes longitudes de onda para analizar la hemoglobina; un haz de luz roja con una longitud de onda aproximadamente de 650nm y el otro haz de luz infrarroja con una longitud de onda de aproximadamente 950nm.

2.4.1 Determinación de la Saturación de Oxígeno en Sangre

El fotodiodo del sensor de oximetría mide tres niveles lumínicos diferentes: la luz roja, la luz infrarroja y también la luz ambiente. El principio que permite que el oxímetro sea un "oxímetro arterial" o "de pulso", es que se basa en los valores medidos al momento de cada pulsación de la sangre arterial, ya que se supone que sólo la sangre arterial pulsa en el lugar de la medición, lo que se denomina el componente arterial (AC) pulsátil. La luz absorbida cambia al variar la cantidad de sangre en el lecho tisular y al modificarse las cantidades relativas de HbO₂ y Hb. La medición de los cambios en la absorción de la luz permite estimar la SpO₂ arterial y la frecuencia cardiaca. Además, existe el componente estático (DC), formado por los tejidos, el hueso, los vasos sanguíneos, la piel y la sangre venosa. El máximo y el mínimo de la señal pulsátil detectada, tanto para la luz roja como para la luz infrarroja, corresponden, respectivamente, a las absorciones

máximas y mínimas, las cuales al ser divididas entre sí, normalizan la transmisión lumínica. Esto permite calcular el cociente R , que determina el nivel de SpO2 del paciente, lo que se muestra en la ecuación (2.4).

$$R = \frac{R_{AB}}{I_{AB}} \quad (2.4)$$

siendo, R_{AB} el cociente entre la absorción máxima y mínima del led rojo e I_{Ab} el cociente entre la absorción máxima y mínima del led infrarrojo. Esta ecuación hace necesario emplear una gráfica de regresión lineal para estimar la función existente entre el cociente R con la SpO2. Dicha gráfica de regresión, es determinada empíricamente con los valores de saturación obtenidos de voluntarios humanos sometidos a diferentes pruebas, y luego se los contrasta con mediciones hechas por equipos comerciales.

2.5 Relación entre pletismografía y electrocardiografía

La señal de ECG representa la actividad eléctrica recogida en el miocardio, que es el músculo encargado de la contracción cardíaca, representa gráficamente la actividad eléctrica del corazón en función del tiempo. Su forma es ya muy conocida y su uso es fundamental para la detección de distintas patologías derivadas del funcionamiento del sistema cardiovascular que se reflejan directa o indirectamente en la actividad eléctrica del mismo. Existe abundante información para la comprensión del funcionamiento y las distintas características de una señal de ECG, en la sección de Bibliografía se referencian las mismas, [1] y [2].

En la Fig. 2.8 se comparan las señales de ECG (parte superior) y de PPG (parte inferior).

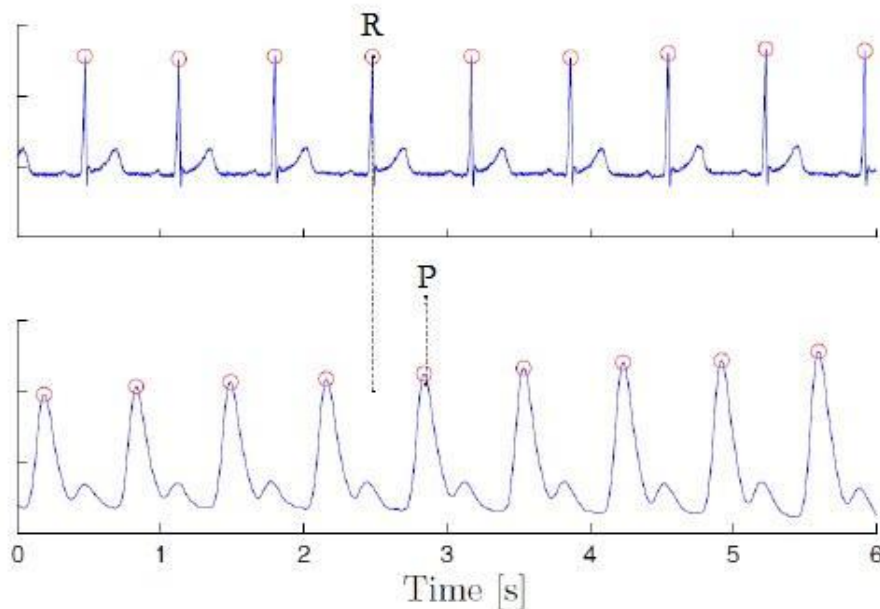


Fig. 2.8 Señales de ECG y PPG

Como puede observarse en la figura anterior, entre el pico “R” de la señal de ECG y el pico sistólico de la señal de PPG existe un cierto retraso del orden de las décimas de segundos que se mantiene constante durante toda la medición y que no es más que el tiempo que transcurre desde que ocurre la sístole ventricular hasta que este evento se advierte en el área donde se encuentra el sensor de pulso oximetría. Pero más allá de este retraso, no hay mayor discrepancia entre el periodo que transcurre entre dos picos

“R” y dos picos sistólicos (“P”), pudiendo comprobarse que la correlación entre ambos intervalos es cercana a 1, es decir, que, a priori, la extracción del vector de tiempos RR puede hacerse directamente midiendo el intervalo pico-a-pico de la señal de PPG. Lo cual, es un punto de partida fundamental para el cálculo de las BPM de las siglas *beats per minute* (latidos por minutos) de un individuo tipo.

Fundamentos electrónicos

2.6 Protocolo SPI

2.6.1 Introducción

El Bus SPI (conocido por sus siglas en inglés, Serial Peripheral Interface), es un estándar de comunicaciones, usado principalmente para la transferencia de información entre circuitos integrados en equipos electrónicos. El bus de interfaz de periféricos serie o bus SPI es un estándar para controlar casi cualquier dispositivo electrónico digital que acepte un flujo de bits serie regulado por un reloj (comunicación sincrónica).

Incluye una línea de reloj, una línea para el dispositivo Maestro, una línea para el dispositivo Esclavo y un pin de “chip select”, que conecta o desconecta la operación del dispositivo con el que uno desea comunicarse. De esta forma, este estándar permite multiplexar las líneas de reloj.

Muchos sistemas digitales no necesitan una conexión rápida con sus periféricos. La ventajas de un bus serie es que minimiza el número de conductores, pines y el tamaño del circuito integrado. Sobre el mismo bus se transmiten paquetes de 8 o 16 bits, de forma serie en conjunto con la señal de reloj.

La comunicación SPI, es del tipo “Full Duplex”, ya que cada dispositivo conectado dentro del bus, puede estar actuando como receptor ó como transmisor a la vez sincronizados por la señal de reloj.

2.6.2 Líneas del Bus SPI

Como se mencionó anteriormente, dentro de la comunicación SPI hay dos o más dispositivos involucrados, siendo siempre un dispositivo configurado como Maestro y uno o más dispositivos como Esclavos. El dispositivo en modo Maestro es el encargado en iniciar la transferencia de los datos, la habilitación del reloj y el control dentro del bus, mientras que los dispositivos configurados en modo Esclavo, son controlados por el Maestro mediante la línea de selección “Chip-Select”.

Para realizar una comunicación exitosa, son necesarias por lo menos tres líneas conectadas de las cuatro disponibles.

- **MOSI** (conocida por sus siglas en inglés, Master Output – Slave Input): Línea unidireccional. Por esta línea son entregados todos los datos que van desde el Maestro hacia el esclavo.
- **MISO** (conocida por sus siglas en inglés, Master Input– Slave Output): Línea unidireccional. Los datos que viajan hacia el maestro desde el esclavo son enviados por esta línea.
- **SCLK** (conocida por sus siglas en inglés, Clock): Línea unidireccional. Por medio de esta línea se transporta la señal de reloj para la sincronización del envío y recepción de los datos. El dispositivo Maestro se encarga de generar esta señal.
- **CS** (conocida por sus siglas en inglés, Chip Select): Línea unidireccional. A través de esta línea se seleccionan los dispositivos esclavos a quién se le enviarán los datos en la comunicación. Cuando se utiliza un solo dispositivo como esclavo, se puede conectar esta línea a un nivel bajo (0v), para que quede siempre habilitado el dispositivo como esclavo (el único), y de esta forma, se ahorra una línea de conexión entre el Maestro y el Esclavo.

En la Fig. 2.9 se muestra un esquemático para la conexión de varios dispositivos esclavos.

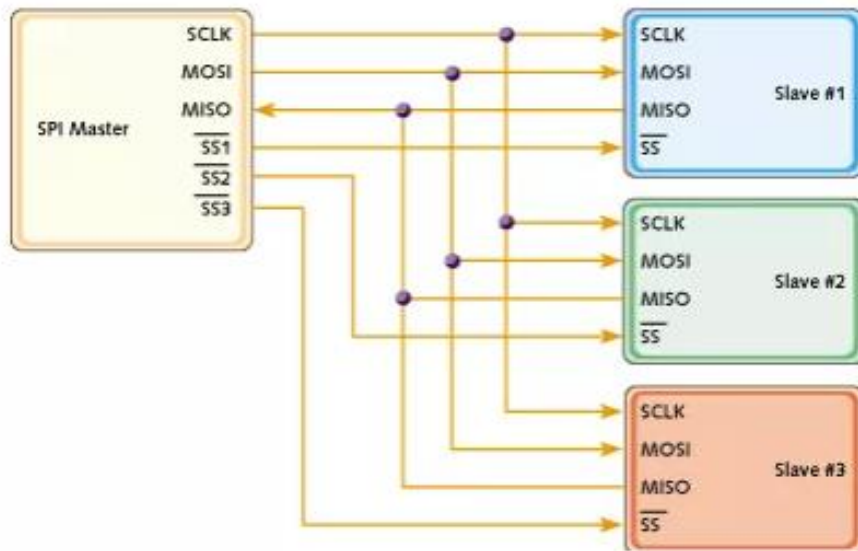


Fig. 2.9 Conexión en Protocolo SPI

2.6.3 Transmisión y Recepción de Datos

Dentro de este protocolo se define un maestro que será aquel dispositivo encargado de transmitir información a sus dispositivos esclavos conectados. Los esclavos serán aquellos dispositivos que se encarguen de recibir y enviar información al maestro. Como se mencionó en el apartado anterior, la comunicación es del tipo “Full Duplex”, por lo tanto, el maestro también puede recibir información de sus esclavos. Para que este proceso se haga realidad es necesaria la existencia de dos registros de desplazamiento, uno para el maestro y uno para el esclavo respectivamente. Los registros de desplazamiento se encargan de almacenar los bits de manera paralela para realizar una conversión paralela a serial para la transmisión de información, como se puede apreciar en la Fig. 2.10.

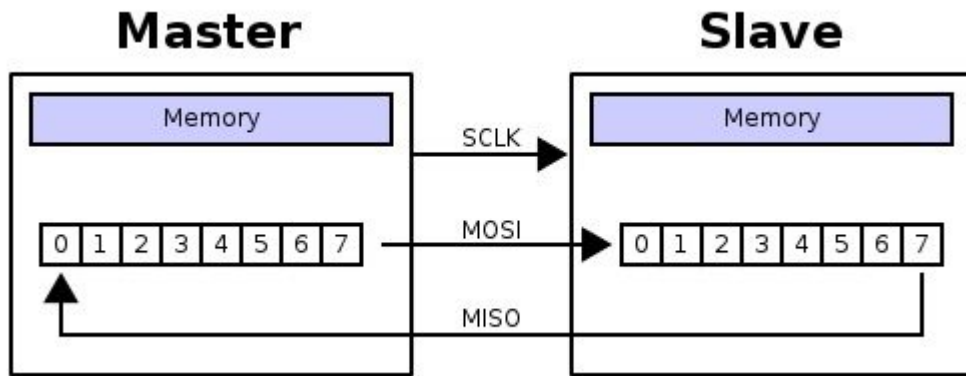


Fig. 2.10 Transferencia de datos, protocolo SPI

Este protocolo al ser síncrono, utiliza la transmisión de sólo un bit por cada ciclo de reloj. Tanto en el envío, como en la recepción de estos bits, se pueden utilizar formatos LSB (de sus siglas en inglés, Least Significant Bit) ó MSB (de sus siglas en inglés, Most Significant Bit). Además, existen cuatro modos en el cual se puede enviar información dependiendo de dos parámetros basados en la señal de reloj. El primero de ellos es la polaridad y el segundo es la fase, tal como se muestra en la Fig. 2.11. Al tener dos parámetros donde cada uno puede tomar dos estados se tendrá entonces cuatro modos distintos para llevar a cabo el proceso de transmisión y envío de información. Cada uno de los dispositivos conectados dentro del bus, deberán tener la misma configuración para poder comunicarse exitosamente.

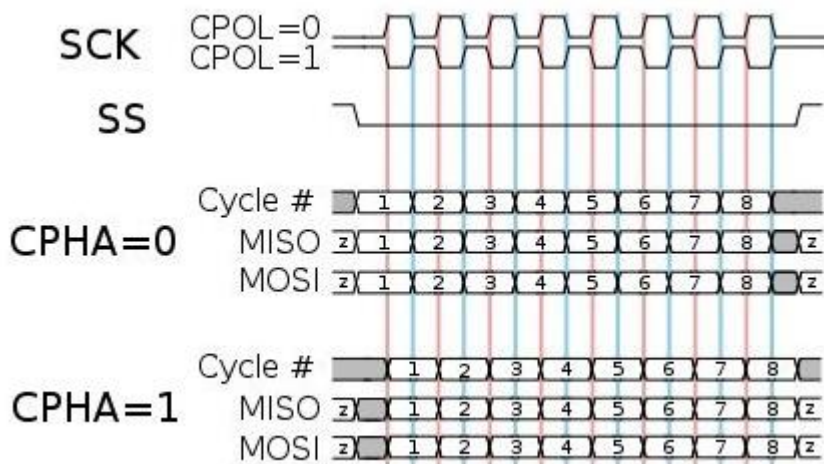


Fig. 2.11 Modos de comunicación dentro del protocolo SPI

Las cuatro combinaciones posibles destacadas en el párrafo anterior son:

- **CPOL = Estado bajo; CPHA = Estado bajo.** Modo en el cual el estado del reloj permanece en estado lógico bajo y la información se envía en cada transición de bajo a alto, es decir activo alto
- **CPOL = Estado bajo; CPHA = Estado alto.** Modo en el cual el estado del reloj permanece en estado lógico bajo y la información se envía en cada transición de alto a bajo, es decir activo bajo.
- **CPOL = Estado alto; CPHA = Estado bajo.** Modo en el cual el estado del reloj permanece en estado lógico alto y la información se envía en cada transición de bajo a alto, es decir activo alto.
- **CPOL = Estado alto; CPHA = Estado alto.** Modo en el cual el estado del reloj permanece en estado lógico alto y la información se envía en cada transición de alto a bajo, es decir activo bajo.

2.7 Convertidor ADC Sigma-Delta ($\Sigma\Delta$)

2.7.1 Introducción

En la realización de este proyecto se requiere medir señales pletismográficas, las cuales son adquiridas analógicamente y se procesan digitalmente a través de un circuito integrado AFE (por sus siglas en inglés, *Analog Front End*). Este circuito incluye un convertidor analógico digital (ADC) del tipo Sigma-Delta en su encapsulado. Un ADC es un circuito electrónico que transforma una señal continua en el tiempo (señal analógica), en otra señal, discreta en el tiempo, cuya amplitud está cuantificada y codificada, generalmente, mediante un código binario de N bits. Este proceso se realiza fundamentalmente a través de dos operaciones: muestreo y cuantización. El **muestreo** consiste en tomar datos de la señal de entrada y mantenerlos durante un cierto periodo de tiempo. Debido a que se obtiene un número finito de niveles de cuantización, esto conlleva a generar errores; por eso, la resolución del convertidor puede mejorar si se incrementa el número de niveles de cuantización. Por todo esto, la frecuencia de muestreo y el número de bits de precisión en amplitud, determinan el funcionamiento del convertidor. La frecuencia de muestreo limita el ancho de banda de la señal de entrada, mientras que la discretización en amplitud provoca el llamado ruido de cuantización. De esta forma, el comportamiento del ADC está determinado por su **frecuencia de muestreo** (velocidad del ADC) y el **número de bits** de precisión en amplitud (resolución del ADC). Existe un compromiso entre la velocidad y la resolución en los ADC. El número de bits efectivos en un ADC se puede incrementar utilizando técnicas de sobremuestreo, es decir, muestreando a una frecuencia mucho mayor que la de Nyquist. Cuanto más alta sea la frecuencia de muestreo, menor será la densidad espectral de potencia, ya que el ruido de cuantización se reparte sobre un ancho de banda mayor. Por esto, el sobremuestreo provoca una disminución de la potencia del ruido integrada dentro del ancho de banda de interés. En la sección Bibliografía [3], se referencia una fuente de información sobre este tipo de convertidores.

2.7.2 Ventajas del ADC ($\Sigma\Delta$)

Existen varias características que nos son de gran utilidad al momento de utilizar un convertidor analógico digital de este tipo frente a otros, algunas de ellas son:

- ❖ Resoluciones muy altas utilizando circuitos completamente analógicos como comparadores, operacionales, etc., generalmente de tecnología CMOS.
- ❖ Buen desempeño en aplicaciones de baja y media frecuencia, ya que al aplicar la técnica de sobremuestreo se obtienen muestras más precisas de la señal a digitalizar. La adquisición de señales cerebrales para aplicaciones de EEG/PPG puede englobarse dentro de las aplicaciones de muy baja frecuencia, debido a que la banda de frecuencias de interés se encuentra en el rango entre 0 y 25 Hz. Utilizar moduladores $\Sigma\Delta$ para la conversión A/D de este tipo de señales permite maximizar la resolución optimizando el consumo.
- ❖ Capacidad de operar con bajos niveles de tensión de alimentación, ya que pueden elegir de forma independiente la tensión de modo común a la entrada y a la salida del amplificador operacional.

2.7.3 Principios de funcionamiento

En la Fig. 2.12, se muestra un diagrama básico de la arquitectura de un ADC con modulador $\Sigma\Delta$.

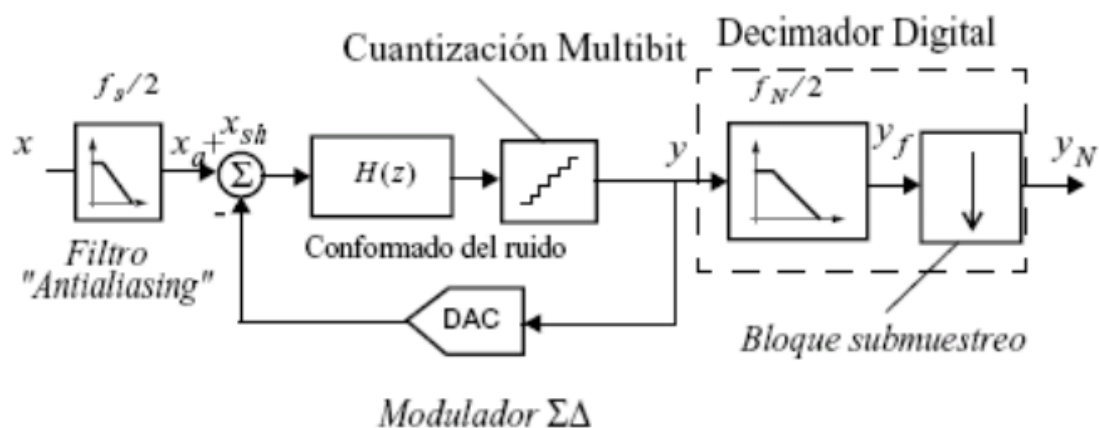


Fig. 2.12 Diagrama en bloques de un ADC $\Sigma\Delta$

El convertidor se compone de los siguientes elementos:

- **Filtro Antialiasing ó Antisolapamiento:** Este tipo de filtro en particular se encarga de atenuar todas las componentes espectrales que están por encima de la mitad de la frecuencia de muestreo. Además, tiene la particularidad de que al aplicar la técnica de sobremuestreo, el espaciamiento en frecuencia entre las copias de las muestras de la señal de entrada es mucho mayor, debido a esto se puede utilizar un filtro antialiasing pasivo de primer orden para lograr el objetivo deseado, esto se puede observar en la Fig. 2.12.
- **Decimador digital:** En este bloque se encuentra un filtro digital que se encarga de atenuar el ruido de cuantización, que se encuentre fuera de la banda de interés de la señal tras su paso por el modulador $\Sigma\Delta$. Además posee un bloque de submuestreo que reduce la frecuencia de muestreo a la frecuencia de Nyquist de la señal original.
- **Modulador $\Sigma\Delta$:** Esta etapa consta de un filtro en la cadena de avance cuya salida es muestreada y cuantizada por un convertidor analógico-digital, normalmente de un solo bit, es decir, un comparador que introduce un error de cuantización. Este error es la diferencia entre la señal analógica de entrada y la salida cuantizada. La señal digital de salida se resta de la analógica de entrada mediante un bucle de realimentación y a través de un convertidor digital-analógico en la cadena de realimentación. Esta realimentación negativa de la señal y su error tras la cuantización, junto con el efecto de disminución de la densidad espectral de potencia provocado por el sobremuestreo, son los mecanismos que utiliza la técnica de modulación $\Sigma\Delta$ para reducir la potencia del ruido de cuantización en la banda de señal.

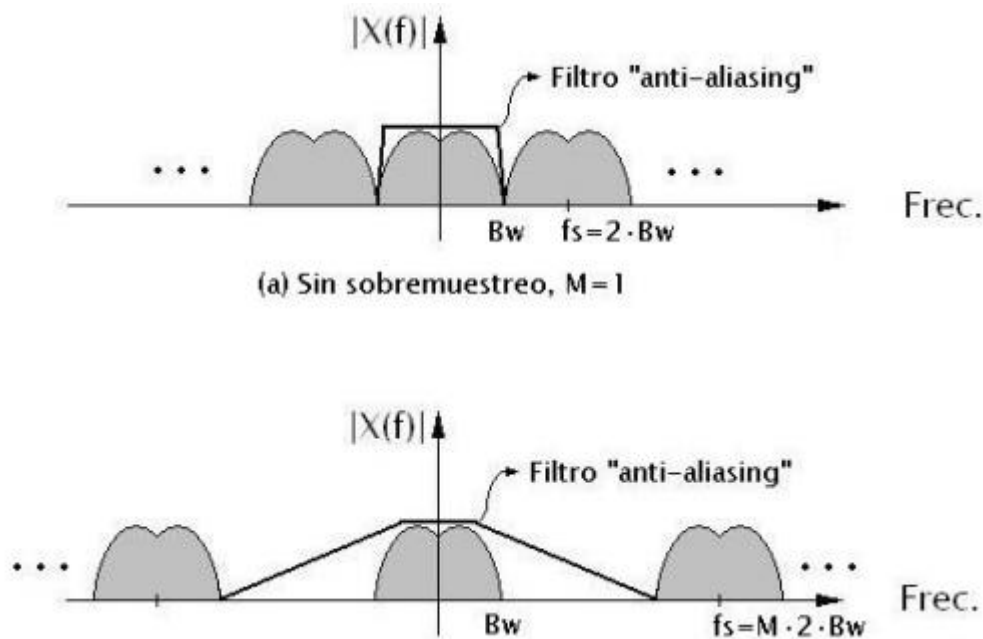


Fig. 2.13 Filtro antialiasing aplicado en sobremuestreo

2.7.4 Ruido de cuantificación en sobremuestreo

Como consecuencia de aplicar la técnica de sobremuestreo, las muestras sucesivas del error de cuantización se parecen mucho unas a otras, ya que la señal de entrada casi no sufre variación entre una muestra y la siguiente, al ser su frecuencia mucho menor. Además, tras el filtrado, el error de cuantización resultante es mucho menor que el obtenido originalmente. Este efecto se ve incrementado al aumentar el orden del filtro presente en la cadena de avance. El orden de este filtro, es el que determina el orden del modulador. Por este motivo la reducción de la potencia del error de cuantización en el rango de frecuencias de interés se obtiene aplicando sobremuestreo y filtrado.

La relación de sobremuestreo se puede definir como:

$$M = \frac{f_s}{f_N} = \frac{f_s}{2f_b} \quad (2.5)$$

Siendo f_s , f_N y f_b , la frecuencia de muestreo, la frecuencia de Nyquist y el ancho de banda de la señal respectivamente.

El cuantizador multibit mostrado en la Fig. 2.12 genera una cadena de bits que poseen niveles en amplitud de $\frac{\Delta}{2}$ y $-\frac{\Delta}{2}$, siendo Δ el intervalo de cuantización. El error de cuantización, a la salida del sumador en el lazo de realimentación, depende fuertemente

de la señal de entrada. Asimismo, el error podría modelarse como una variable de estado aleatoria uniforme en el rango de $\frac{\Delta}{2}$ y $-\frac{\Delta}{2}$, si se diera el caso en que la entrada cambie aleatoriamente entre muestras, en cantidades comparables con el espaciado de los niveles de cuantización. En este caso, el error no estaría correlado entre muestras y tendría la misma probabilidad de caer en el rango $\frac{\Delta}{2}$ y $-\frac{\Delta}{2}$. Además, se asume que el error de cuantización tiene un espectro de ruido blanco, cuyo valor cuadrático es:

$$e_{rms}^2 = \Delta^2/12 \quad (2.6)$$

Si se muestrea a una frecuencia f_s , entonces la densidad espectral del error estará representada por:

$$E(f) = \frac{e_{rms}^2}{f_s/2} = \Delta^2/6f_s \quad (2.7)$$

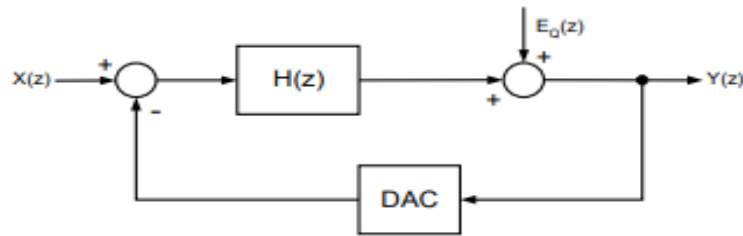
Si se integra la densidad espectral del error en el rango de interés, se obtiene el ruido de cuantización dentro del ancho de banda:

$$N_q = \int_0^{f_b} E(f)df = e_{rms}^2 / M \quad (2.8)$$

Por lo tanto, si la frecuencia de muestreo del sistema aumenta, la potencia de ruido de cuantización dentro de un ancho de banda determinado disminuye, es decir, la potencia de ruido disminuye con el aumento del sobremuestreo.

2.7.5 Análisis del Modulador

Debido a la reducción del error de cuantización, es posible obtener una salida digital de alta resolución usando un cuantizador de baja resolución; normalmente es suficiente emplear un cuantizador de un bit con dos niveles de salida. Como el cuantizador es un circuito no lineal, se recurre a la linealización del modelo (ver Fig. 2.14 para su análisis), en particular.

Fig. 2.14 Linealización del modelo del Modulador $\Sigma\Delta$

El convertidor A/D ha sido reemplazado por un sumador y el ruido de cuantización $EQ(z)$ añadido, es independiente de la entrada del modulador $X(z)$. Ahora, el modulador de Fig. 2.12 es un sistema de 2 entradas y 1 salida, donde la salida $Y(z)$ se puede escribir en términos de las dos entradas $X(z)$ y $EQ(z)$, de la siguiente manera:

$$Y(Z) = \frac{H(Z)}{1+H(Z)} * X(Z) + \frac{1}{1+H(Z)} E_q(Z) = ST(Z) + NT(Z) * E_q(Z) \quad (2.9)$$

Siendo:

$X(z)$, $EQ(z)$ e $Y(z)$, la señal de entrada, el ruido de cuantización y la señal de salida discreta, respectivamente. $ST(z)$ y $NT(z)$, las funciones transferencias de la señal y el ruido respectivamente.

El objetivo del filtrado de la conformación de ruido (“noise shaping”), es reducir la potencia del ruido de cuantización en el rango de frecuencias de la señal de interés, transmitiendo a la salida la señal de entrada. Se puede observar que, para frecuencias donde el filtro $H(z)$ tiene una ganancia elevada ($H(z) \gg 1$), la función $ST(z)$ tiene un valor cercano a la unidad, mientras que $NT(z)$ tiende a cero. De esta forma, el modulador atenúa el ruido de cuantización y no afecta a la señal de entrada y de salida. Este es el principio de conformación de ruido o noise shaping. Como las señales a digitalizar están en el rango entre 0Hz - 15Hz, el filtro $H(z)$ debe tener ganancia elevada para baja frecuencia, por lo tanto, uno de los bloques más simples para ubicar que cumpla con estas condiciones sería un integrador:

$$H(Z) = \frac{Z^{-1}}{1-Z^{-1}} \quad (2.10)$$

verificándose que $H(Z)$ tenderá a infinito cuando Z tiende a 1.

2.8 Filtros FIR (Finite Impulse Response)

2.8.1 Introducción

En este proyecto, se optó por el diseño e implementación de un filtro digital FIR, para disminuir el ruido de línea (de frecuencia 50Hz), que perjudicaba la adquisición/visualización de la señal de interés.

2.8.2 Diseño de un filtro digital FIR

Los filtros FIR (de respuesta al impulso finita, *Finite Impulse Response*) son sistemas que por definición presentan una respuesta al impulso de duración finita. Los filtros de este tipo pueden producir cambios significativos en la magnitud de una señal, sin cambiar la fase de la misma, es decir, poseen **fase lineal**, a diferencia de un filtro de respuesta infinita. La gran ventaja de mantener una fase lineal se presenta en la mejor respuesta temporal del mismo, ya que los FIR generan una latencia considerable.

Si se considera al sistema causal, la expresión indicada a continuación caracteriza a un filtro FIR de coeficientes b_k .

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} b_k * X(n - k) \quad (2.11)$$

siendo N , el orden del filtro, o bien, el número de coeficientes. La función de sistema que caracteriza al filtro es la Transformada Z de la respuesta al impulso:

$$H(Z) = \sum_{k=0}^{N-1} b_k * Z^{-k} \quad (2.12)$$

Estos tipos de filtros presentan una estructura no recursiva, por lo que son siempre estables. Dicha estructura puede verse en la Fig. 2.15.

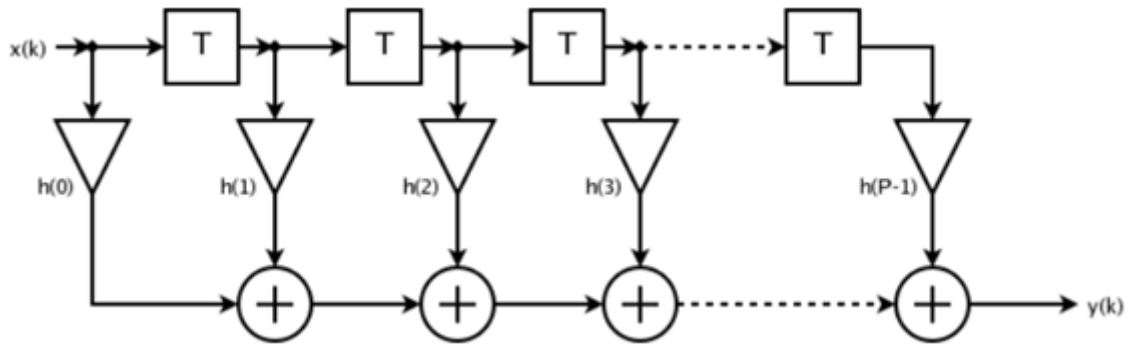


Fig. 2.15 Estructura de un Filtro FIR

Siendo los términos $h(n)$, los coeficientes y los términos T los retardos. Aplicando la transformada Z, se llega a la siguiente expresión:

$$H(Z) = \sum_{k=0}^{N-1} h_k * Z^{-k} = h_0 + h_1 Z^{-1} + \dots + h_{N-1} Z^{-(N-1)} \quad (2.13)$$

Para el diseño de los filtros FIR, se pueden utilizar 4 métodos diferentes. En la bibliografía se referencian dos fuentes, [4] y [5], que se utilizaron de base para evaluar los distintos métodos de diseño. Los métodos a aplicar son:

❖ **Ventaneo.**

- *Rectangular.*
- *Bartlett.*
- *Von Hann.*
- *Hamming.*
- *Blackman.*
- *Kaiser.*

❖ **Muestreo en Frecuencia.**

- Rizado constante (Aproximación de Chebyshev y algoritmo de intercambio de Remez).

❖ **Mínimos Cuadrados.**

En la Fig. 2.16 se pueden distinguir los distintos espectros de cada función de ventaneo, junto con las atenuaciones que posee cada una con respecto a una frecuencia normalizada.

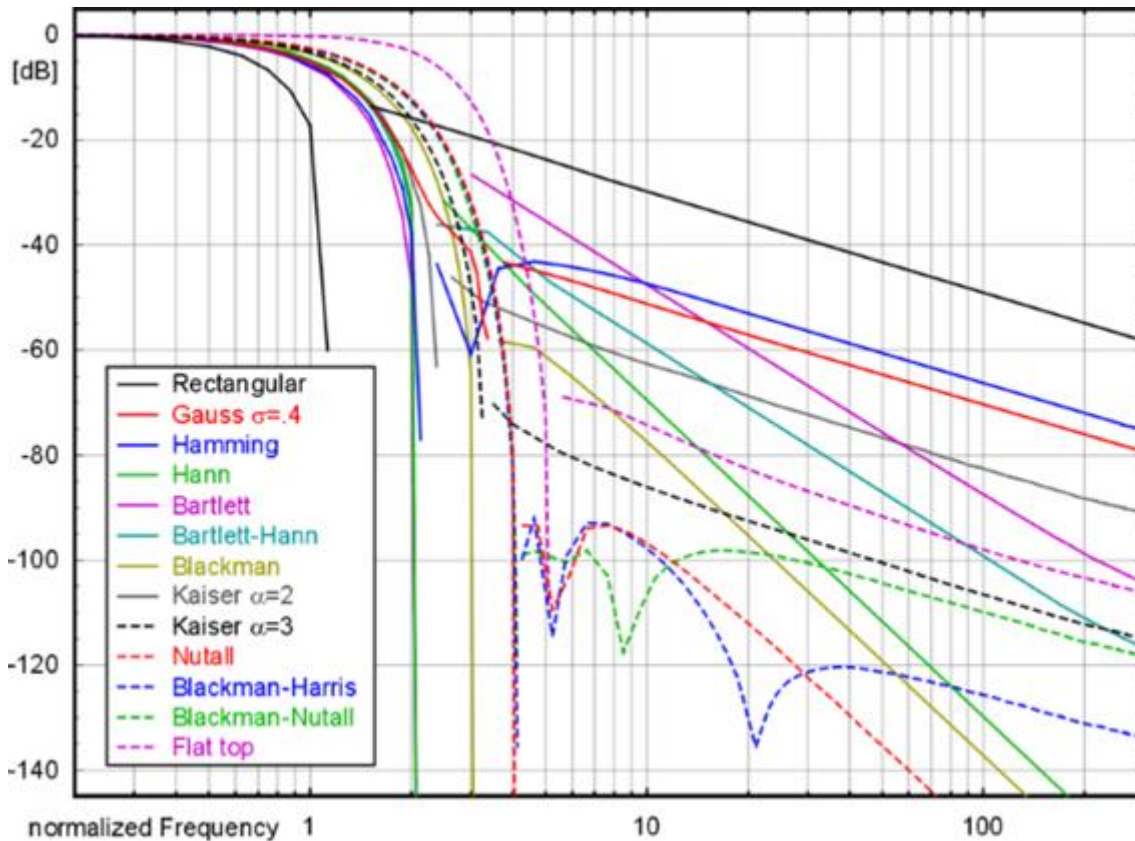


Fig. 2.16 Espectro de distintos tipos de Ventanas

2.8.3 Comparación entre Filtros FIR e IIR (*Infinite Impulse Response*)

- **Función del Sistema:** En un filtro FIR, esta función es del tipo “sólo ceros”, ya que todos los polos se encuentran en el origen (excepto que se empleen diseños de muestreo en frecuencia). Los sistemas diseñados con filtros IIR pueden tener sus polos y sus ceros en cualquier punto finito del plano z , lo que proporciona mayor flexibilidad en el diseño de filtros sencillos (método de ubicación de polos y ceros), pero pueden dificultar su estabilidad.
- **Módulo de la Respuesta en Frecuencia:** Se puede conseguir cualquier distribución de bandas tanto con un filtro FIR como con un IIR. Sin embargo, hay algunas características de amplitud, como la requerida en los sistemas

diferenciadores, que se realiza mejor con un sistema FIR. Los filtros paso-todo sólo se pueden realizar con sistemas IIR, ya que los FIR tienen todos sus polos en el origen.

- **Fase de la Respuesta en Frecuencia:** Los sistemas FIR pueden conseguir una fase exactamente lineal, mientras que los IIR sólo se pueden aproximar a ella a costa de un gran aumento de la complejidad.
- **Estabilidad:** Los filtros FIR realizados de forma no recursiva son intrínsecamente estables, mientras que los IIR sólo serán estables (y causales simultáneamente), si todos sus polos están en el interior de la circunferencia unidad, $|Z| < 1$.
- **Dificultad para su Diseño:** Los cálculos necesarios para diseñar un filtro FIR suelen exigir aproximaciones iterativas, mientras que los sistemas IIR suelen diseñarse con fórmulas cerradas y transformaciones sencillas, como la bilineal.
- **Estructura:** Los sistemas FIR admiten realizaciones recursivas y no recursivas. Se puede reducir el número de multiplicaciones si se emplean estructuras de fase lineal. Sin embargo, los sistemas IIR sólo pueden realizarse con estructuras recursivas. Lo más usual es utilizar estructuras en cascada de secciones de primer o segundo orden, por lo que una parte importante del diseño consiste en distribuir los polos y los ceros en distintas secciones y elegir el orden de conexión de las mismas.
- **Sensibilidad a las Interferencias:** la salida de un sistema puede verse afectada por su estado inicial (contenido de la memoria) o por cualquier interferencia de corta duración. Si la realización es no recursiva, lo anterior sólo ocurre durante la longitud de la respuesta al impulso. Sin embargo, en los sistemas IIR la perturbación puede afectar a la señal de salida indefinidamente.
- **Error de Cuantificación:** en los sistemas FIR los efectos de la cuantificación pueden hacerse irrelevantes si se utilizan longitudes de palabra a partir de doce bits. Cuando estos filtros se realizan de forma recursiva debe conseguirse una cancelación exacta de polos y ceros después de la cuantificación, y esto obliga a aumentar la longitud de palabra. Para sistemas IIR la cuantificación no sólo afecta a la respuesta en frecuencia, sino que puede desplazar los polos fuera de la circunferencia unidad del plano Z , y hacer que el sistema no pueda ser simultáneamente causal y estable. También, debido a la cuantificación pueden

producirse oscilaciones indeseadas en la salida a causa del desbordamiento o de los ciclos límite.

- **Memoria:** Los filtros FIR necesitan mucha memoria para almacenar la muestra actual y las anteriores de la señal de entrada, así como los coeficientes del filtro. Este inconveniente se va reduciendo con el abaratamiento y el aumento de la escala de integración de las memorias. Los filtros IIR necesitan menos registros de almacenamiento, ya que el número de coeficientes es menor que el equivalente FIR.
- **Eficiencia:** A pesar de que los sistemas IIR tienen menor número de coeficientes que sus equivalentes FIR, puede ocurrir que el sistema FIR emplee menos tiempo para calcular la salida que el IIR. La razón es la regularidad en las operaciones que se realizan en un filtro no recursivo, comparada con la irregularidad necesaria para un sistema recursivo.

2.9 Aislación Galvánica

2.9.1 Introducción

El **aislamiento galvánico** consiste en la separación de partes funcionales de un circuito eléctrico o electrónico para impedir que la corriente pueda fluir directamente entre los circuitos que componen las partes. El aislamiento galvánico no impide la transferencia de energía o información, pero no se presenta ningún contacto eléctrico: no existe conexión eléctrica alguna. Este tipo de aislamiento se utiliza en las fuentes de alimentación por medio de un transformador, mientras que para las señales que transmiten datos entre las distintas partes funcionales se utilizan optoacopladores. Los motivos que ocasionan que una parte funcional del circuito quede aislada galvánicamente de otra parte funcional, generalmente son de seguridad, o bien, disminución de interferencias o errores causados por ruidos externos. En este proyecto en particular, al tratarse de un equipo médico, se requiere una doble aislación galvánica por seguridad, ya se tiene un contacto físico entre el sensor y el cuerpo del individuo del que se obtiene la señal.

2.9.2 Transformador de aislamiento

Un **transformador** permite el aislamiento galvánico de dos circuitos. Este transforma una corriente alterna en una variación de flujo magnético, que se reconvierte en corriente eléctrica alterna por el proceso inverso. Es precisamente este contacto magnético, el que permite al primario actuar sobre el secundario y viceversa.

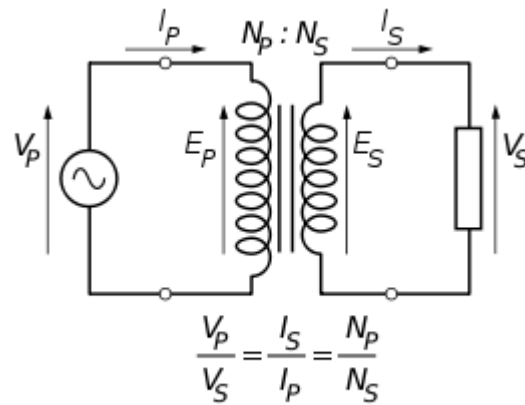


Fig. 2.17 Transformador para aislamiento

Un transformador tipo, como el de la Fig. 2.17, proporciona aislamiento galvánico entre el primario y el secundario, de manera que consigue una alimentación o señal “flotante”. Suele tener una relación 1:1 entre las tensiones del primario y secundario. Se utiliza principalmente como medida de protección en equipos que trabajan directamente con la tensión de red y también para acoplar señales procedentes de sectores lejanos, sistemas de audio, en equipos orientados a la medicina y donde se necesitan tensiones flotantes o se requiera por algún motivo tener masas separadas.

2.9.3 Aisladores Ópticos

Los **aisladores ópticos** u **optoacopladores** logran el aislamiento, convirtiendo los datos digitales en impulsos de luces utilizando un LED y transfiriendo luego la información a través de un canal óptico cerrado, a un fototransistor o fotodiodo, que lo convierte de nuevo en corriente. La separación física proporciona el aislamiento del transmisor y receptor. El emisor (fuente transmisora de ondas de luz) y el receptor (dispositivo fotosensible) no están conectados eléctricamente. Normalmente, se mantienen en su lugar dentro de un encapsulado del tipo “DIP”. Los optoacopladores se utilizan dentro de un sistema para separar un bloque de otro conectado a la red eléctrica o de un bloque de alta tensión a otro tipo de tensión, para la protección de seguridad y el equipo. La función principal es bloquear las altas tensiones y transitorios de tensión, de manera que el aumento de una parte del sistema no perturbe o destruya las otras partes.

2.9.3.1 Funcionamiento

La Fig. 2.18, muestra un optoacoplador genérico, formado por un LED y un fototransistor. Al aplicar un escalón de tensión a la entrada, aparecerá una corriente que circulará a través del LED emisor. Si dicha corriente proporciona un nivel de luz adecuado, al incidir sobre el fototransistor lo saturará, generando una corriente en la resistencia R . De este modo, la tensión de salida será igual a cero cuando a la entrada se aplique un nivel alto de tensión, y a V_{cc} cuando no se aplique tensión en la entrada, o bien se aplique un nivel bajo de tensión que no llegue a saturar al fototransistor.

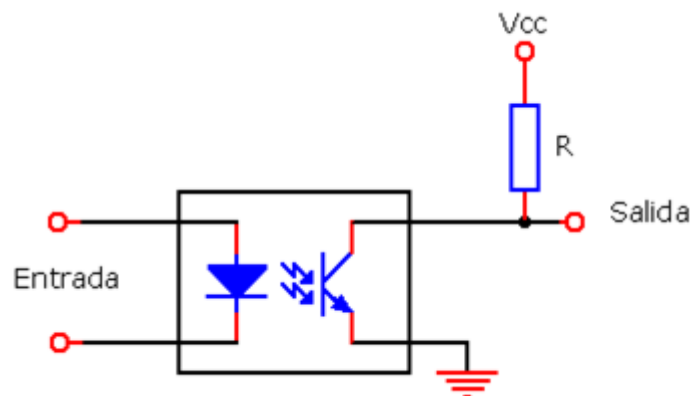


Fig. 2.18 Esquema Básico de un Optoacoplador

Si la tensión de entrada varía, la cantidad de luz también lo hace, lo que significa que la tensión de salida cambia de acuerdo con la tensión de entrada. De este modo el dispositivo puede acoplar una señal de entrada con el circuito de salida, aunque hay que tener en cuenta que las curvas tensión/luz del LED no son lineales, por lo que la señal puede distorsionarse. En la bibliografía se referencia una fuente [6], que se utilizó para la comprensión de los mismos.

En el mercado existen optoacopladores especiales para este propósito, diseñados de forma que tengan un rango en el que la señal de salida sea casi idéntica a la de entrada. La ventaja fundamental de un optoacoplador es el aislamiento eléctrico entre los circuitos de entrada y salida. Mediante el optoacoplador, el único contacto entre ambos circuitos es un haz de luz. Esto se traduce en una resistencia de aislamiento entre los

dos circuitos del orden de miles de $M\Omega$. Estos aislamientos son útiles en aplicaciones de alta tensión en las que los potenciales de los dos circuitos pueden diferir en varios miles de volts.

Capítulo 3

3 Desarrollo

3.1 Diseño del Hardware del Proyecto

Con el análisis realizado en la sección del capítulo 2, se establecieron varias etapas para conformar el diseño del hardware de este proyecto, dentro de las cuales se deberán abarcar como partes fundamentales:

- **adquisición** de las muestras, que son tomadas con el sensor de oximetría comercial;
- **control y procesamiento** de las muestras adquiridas;
- **fuentes** de alimentación;
- doble **aislación galvánica** para una disminución potencial del riesgo eléctrico en el individuo.

Dentro de la etapa de **adquisición** de los datos, que son tomados por el sensor, se optó por elegir un kit que posee el integrado mencionado en la sección anterior (AFE4400), desarrollado por *Texas Instruments*, especialmente para aplicaciones de oximetría.

Para el **procesamiento y control** de las muestras tomadas, se optó por un microcontrolador con arquitectura ARM, de la familia “*Cortex M4*” (STM32F4), ya que cubre todas las necesidades para este proyecto y se adapta perfectamente a los requerimientos del AFE4400 (comunicación SPI, niveles de tensión, entradas y salidas disponibles).

Con respecto a la **fuentes de alimentación**, se optó por un transformador de núcleo de hierro-silicio que convierte la tensión de la red eléctrica (220Vac) en 12Vac, para luego ser rectificadas y filtradas para obtener la tensión continua de funcionamiento correspondiente.

Por último, para el desarrollo de la etapa de **aislación galvánica**, se usó tecnología analógica y digital en conjunto. El diseño implica la necesidad de dos transformadores para obtener una doble aislación, el primero de núcleo de hierro-silicio, mientras que el otro posee núcleo de ferrita y actúa como un transformador de pulso. Luego se diseñó

la etapa digital, que consiste en aislar todas las líneas del Bus de comunicaciones y las señales relacionadas entre el AFE4400 y el STM32F4 para poder prescindir totalmente de cableado entre ellos. Se utilizaron circuitos integrados que disponen de optoacopladores de alta velocidad.

Un diagrama en bloques como el que presenta la Fig. 3.1 describe el proceso del hardware a utilizar en este proyecto.

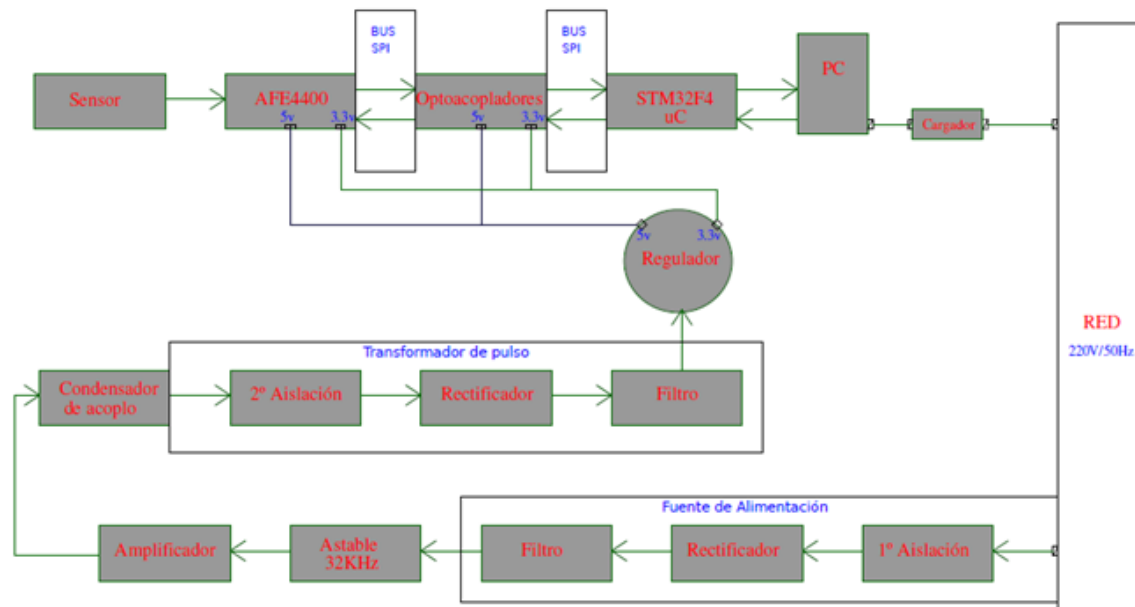


Fig. 3.1 Diagrama de Procesos del Hardware Utilizado

La Fig. 3.1 muestra distintas partes fundamentales para el correcto cumplimiento de las especificaciones del proyecto, centradas básicamente en:

- Obtención de la curva pletismográfica de un individuo.
- Cumplimiento de la doble aislación galvánica necesario en cualquier equipo médico.
- Niveles de tensión adecuados a cada parte de los bloques electrónicos que componen al sistema por medio de reguladores.
- Necesidad de utilizar cualquier PC estándar del mercado para registrar y visualizar todos los tipos de datos medidos del paciente a estudiar.

3.2 Fuente de Alimentación Principal

Como principal medida a tener en cuenta, se diseñó la etapa de la alimentación, que no solo es la encargada de energizar parte del sistema, sino que es necesaria para obtener la primera aislación galvánica.

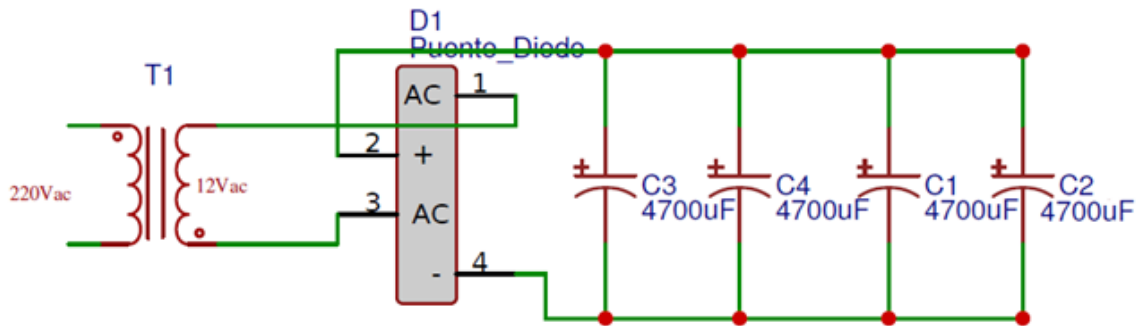


Fig. 3.2 Esquemático de Fuente de Alimentación

Como se mencionó anteriormente, el transformador que se observa en la Fig. 3.2, posee un núcleo de hierro silicio y es el encargado de convertir los 220Vac en 12Vac y brindar aislación galvánica. Para la elección de este mismo, se tuvo que tener en cuenta el consumo total del circuito a energizar, el cual debe poder proveer la corriente necesaria con el bobinado secundario. Según el consumo total del sistema (250mA), cálculo en base a la sumatoria del consumo de las etapas que conforman el sistema (como se detallará en las secciones siguientes), se optó por utilizar un transformador que pudiera proporcionar a la salida una corriente mínima de 500mA. Así, se eligió un transformador de 12W. Siguiendo el diagrama mostrado en la Fig 3.2, se decidió colocar un puente de diodos (4 diodos en total) de 1,5A, para poder transformar la señal senoidal a la salida del secundario del transformador, en una senoidal rectificada. Por último, se implementó el filtrado para poder obtener la onda continua deseada con 4 capacitores en paralelo de 4700uF cada uno.

3.2.1 Oscilador Astable

Para conformar la segunda aislación galvánica que será proporcionada por el transformador de pulso, es necesario atacar el primario de este tipo de transformador con una onda cuadrada o pulsada. A tal fin, se diseñó un circuito capaz de transformar la señal continua obtenida por la fuente de alimentación mostrada en la sección 3.2, en una onda del tipo pulsada. La Fig. 3.3, muestra el circuito implementado.

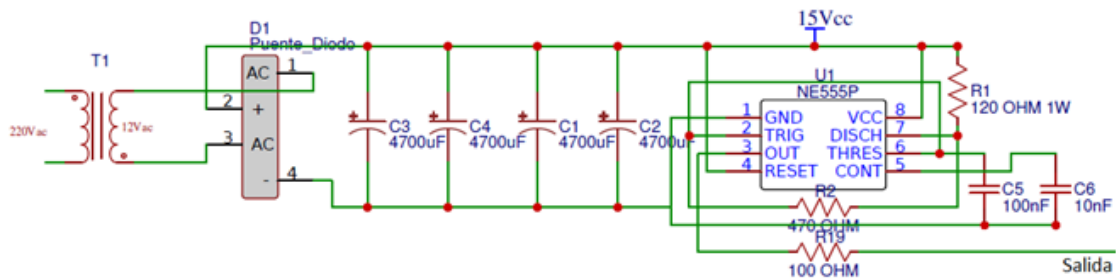


Fig. 3.3 Oscilador Astable

Se logró conformar la onda pulsada con un CI 555, configurado como astable. Utilizando la disposición sugerida por el fabricante para operar en este modo, como se muestra en la Fig. 3.4.

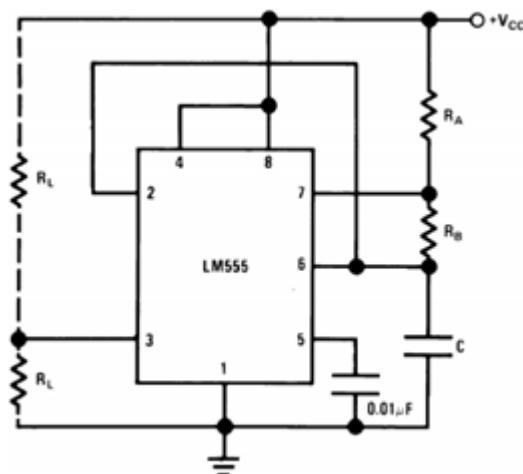


Fig. 3.4 Configuración del 555 en modo Astable

Se pueden obtener los valores de los componentes, dependiendo de la forma de la onda pulsada que se quiera lograr, sabiendo que:

El tiempo de carga (salida en estado alto) está dado por:

$$t_1 = 0.693(R_a + R_b)C \quad (3.0)$$

El tiempo de descarga (salida en estado bajo) será:

$$t_2 = 0.693(R_b)C \quad (3.1)$$

Es posible así calcular el período total como la suma de la carga y la descarga:

$$T = (t_1 + t_2) = \frac{1.44}{(R_a + 2R_b)C} \quad (3.2)$$

Sabiendo que la frecuencia es la inversa del período, se calcula este parámetro de salida de la onda pulsada. Además, partiendo de los de los tiempos t_1 y t_2 , se puede definir el ciclo de trabajo, el cual será:

$$T = \frac{R_b}{(R_a + 2R_b)} \quad (3.3)$$

En este caso particular, se eligieron los valores mostrados en la Fig. 3.3, resultando de esta manera una frecuencia de trabajo aproximada del oscilador astable de 32kHz, y un ciclo de trabajo del 48%.

Por último, de la hoja de datos del CI, se obtuvo que el consumo de este tipo de integrado es de 15mA y es capaz de suministrar una corriente de salida de 200mA.

3.2.2 Amplificador

Por la configuración adoptada para esta etapa, se necesita que la señal de salida del oscilador sea amplificada, ya que la corriente que puede proporcionar el CI555 no es la necesaria para abastecer al resto del circuito. Por este motivo, se optó por utilizar una configuración como la que se muestra en la Fig. 3.5.

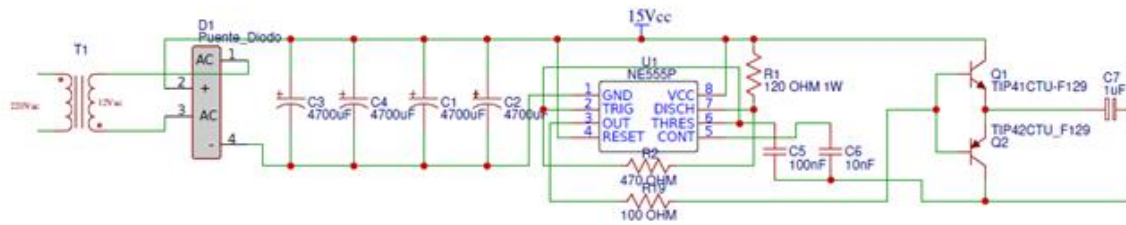


Fig. 3.5 Oscilador Astable Amplificado

En esta imagen se puede observar que se eligió una configuración con dos transistores bipolares (NPN y PNP), formando una salida típica de un amplificador clase “B”, básico. En esta configuración, la forma de onda en los emisores de Q1 y Q2 es la misma que en la salida del CI555, con su fase invariable, ya que se toma como punto de salida el emisor de ambos transistores. En la Fig. 3.6 se puede visualizar la forma de onda en los emisores de ambos semiconductores.

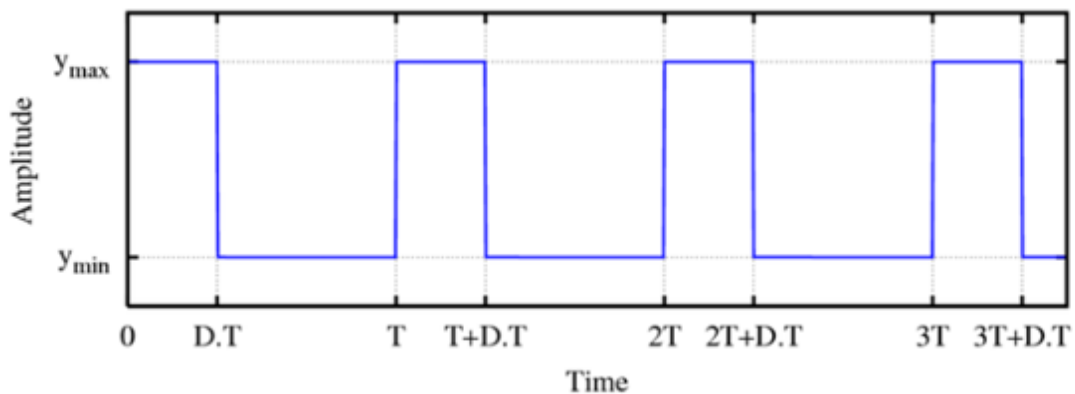


Fig. 3.6 Salida de Oscilador Astable Amplificada

Siendo Y_{min} y Y_{max} , la amplitud mínima y máxima respectivamente, cuyos valores serán iguales a cero, para el caso de amplitud mínima, e iguales a V_{cc} para el caso de máxima amplitud, la cual se logra cuando el transistor $Q1$ se encuentra saturado y $Q2$ cortado. Como se mencionó anteriormente, la fase es invariable y el período de la onda se mantiene igual a lo explicado en la sección 3.2. Por ende, el ciclo de trabajo no presenta modificaciones, quedando de esta manera, un período T de 31.25 μ S y un ciclo de trabajo D de 0.48.

3.2.3 Condensador de Acoplamiento

Es necesario ubicar un condensador de acople a la salida del amplificador, como se ilustra en el final de la Fig. 3.5, encargado de eliminar la continua de la señal pulsada. Esto es determinante, ya que se pretende atacar con la señal oscilante a un transformador de pulso, con lo cual es necesario quitar el valor medio de dicha señal, como se muestra en la Fig. 3.7.

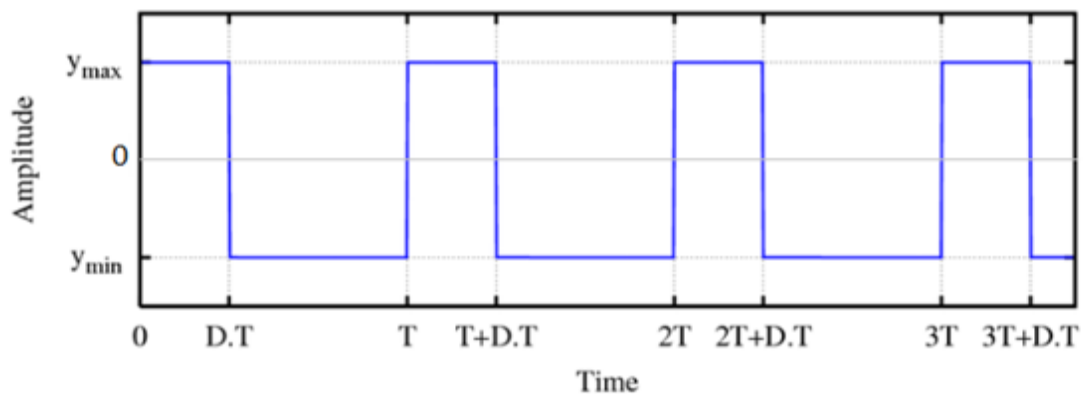


Fig. 3.7 Señal aplicada al Primario del Transformador

Como se puede observar, la señal es idéntica a la mostrada en la Fig. 3.6, con la única diferencia de que no posee valor medio alguno, pero mantiene las mismas características con respecto al ciclo de trabajo y a la frecuencia de la señal obtenida con el oscilador 555. Los niveles de amplitud no se mantienen con los anteriores, ya que ahora no se tiene un nivel de continua. El valor que representa a Y_{max} (amplitud

máxima), serán relativamente $V_{cc}/2$, mientras que los valores de Y_{min} (amplitud mínima), serán de $-V_{cc}/2$.

3.2.4 Fuente de Doble Aislación

Para asegurar que el equipo desarrollado, cumpla con las especificaciones de un equipo médico profesional, se requiere ubicar otro transformador (además del mencionado en 3.2) que cumpla la función de proveer una doble aislación galvánica. La Fig. 3.8 ilustra la fuente doblemente aislada.

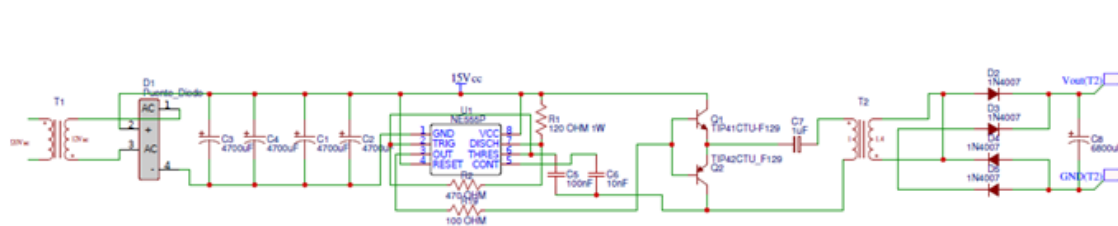


Fig. 3.8 Doble Aislación Galvánica

Como se muestra en la Fig. 3.8, se utiliza un transformador de núcleo de ferrita con una relación de transformación entre el bobinado primario y el secundario de 1:1.4. Esto se debe, a que se necesita elevar la tensión para la alimentar las etapas siguientes, ya que, se parte de un primario que posee una tensión de $V_{cc}/2$. Por otra parte, lograr un aumento de tensión en el secundario conlleva necesariamente a provocar una caída de corriente en el mismo, debido a su relación de transformación:

$$v1 = \frac{N1V2}{N2} \quad (3.4)$$

$$I1 = \frac{N2I2}{N1} \quad (3.5)$$

Teniendo en cuentas estas consideraciones, se ensayaron varias pruebas al toroide con núcleo de ferrita para tratar de lograr su mejor rendimiento. En la definición de la relación de vueltas entre los bobinados del transformador mencionado en el párrafo

anterior, se tuvo en cuenta que estos núcleos trabajan a frecuencias elevadas, por lo tanto, se lo sometió a distintas pruebas manteniendo una carga resistiva pura constante. El principal requisito que se debe cumplir para este proyecto, es que el secundario sea capaz de entregar una corriente constante mínima de 150mA para alimentar las etapas siguientes. En el Capítulo 4 se detallarán los resultados de la prueba.

3.2.5 Rectificador

Para la etapa de rectificación, se emplearon 4 diodos (1N4007) en vez de uno solo (rectificador de onda completa), con el objetivo de no perder la mitad de la potencia en esta etapa.

3.2.6 Filtrado

En esta etapa, se optó por ubicar sólo un condensador de una capacidad de 6800uF, como se muestra al final de la Fig. 3.8, con el cual se obtiene una onda continua que cumple con los requisitos de nuestra fuente y puede mantener invariante a la onda con la carga de las etapas siguientes.

3.2.7 Regulador de Tensión

Debido a la necesidad de trabajar con diferentes niveles de tensión en las etapas siguientes, se optó por poner reguladores de tensión que sean capaces de entregar una corriente constante para las cargas necesitadas con un determinado nivel de tensión invariante. En las etapas siguientes, se manejan circuitos integrados como optoacopladores e inversores del tipo compuerta NOT, que según indican sus fabricantes, utilizan tensiones de alimentación de entre 4.5v y 5.5v, como es el caso del optoacoplador 6N137 y entre 4.75v y 5.25v para el caso del inversor 74LS04. Además, se deben proporcionar dos niveles de tensión diferentes al AFE4400, las cuales oscilan entre 2v y 3.6v para el pin de recepción y entre 3v y 5v, para el pin de transmisión. La Fig. 3.9, 3.10, 3.11 muestran las especificaciones para los circuitos integrados

mencionados, esta misma información se amplía en la hoja de datos de cada uno de estos, mostrados en la sección de la bibliografía, [7], [8], [9] respectivamente.

**SN5404, SN54LS04, SN54S04,
SN7404, SN74LS04, SN74S04
HEX INVERTERS**
SDLS029C - DECEMBER 1983 - REVISED JANUARY 2004

switching characteristics, $V_{CC} = 5\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (see Figure 1)

PARAMETER	FROM (INPUT)	TO (OUTPUT)	TEST CONDITIONS	SN5404 SN7404			UNIT
				MIN	TYP	MAX	
t_{PLH}	A	Y	$R_L = 400\ \Omega$ $C_L = 15\ \text{pF}$		12	22	ns
t_{PHL}					8	15	

recommended operating conditions (see Note 3)

		SN54LS04			SN74LS04			UNIT
		MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
V_{CC}	Supply voltage	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
V_{IH}	High-level input voltage	2			2			V
V_{IL}	Low-level input voltage	0.7			0.8			V
I_{OH}	High-level output current	-0.4			-0.4			mA
I_{OL}	Low-level output current	4			8			mA
T_A	Operating free-air temperature	-55		125	0		70	$^\circ\text{C}$

Fig. 3.9 Condiciones de Operación Recomendadas para el C174LS04



6N137, VO2601, VO2611, VO2630, VO2631, VO4661

www.vishay.com

Vishay Semiconductors

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS					
PARAMETER	TEST CONDITION	SYMBOL	MIN.	MAX.	UNIT
Operating temperature		T_{amb}	-40	100	$^\circ\text{C}$
Supply voltage		V_{CC}	4.5	5.5	V
Input current low level		I_{FL}	0	250	μA
Input current high level		I_{FH}	5	15	mA
Logic high enable voltage		V_{EH}	2	V_{CC}	V
Logic low enable voltage		V_{EL}	0	0.8	V
Output pull up resistor		R_L	330	4K	Ω
Fanout	$R_L = 1\ \text{k}\Omega$	N	-	5	-

Fig. 3.10 Condiciones de Operación Recomendadas para el C16N137

AFE4400

SBAS601H – DECEMBER 2012 – REVISED JULY 2014

www.ti.com

7.3 Recommended Operating Conditions

over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER		MIN	MAX	UNIT
SUPPLIES				
RX_ANA_SUP	AFE analog supply	2.0	3.6	V
RX_DIG_SUP	AFE digital supply	2.0	3.6	V
TX_CTRL_SUP	Transmit controller supply	3.0	5.25	V
LED_DRV_SUP	Transmit LED driver supply	[3.0 or (1.0 + V _{LED} + V _{CABLE}) ⁽¹⁾⁽²⁾ , whichever is greater]		V
Difference between LED_DRV_SUP and TX_CTRL_SUP		-0.3	0.3	V
TEMPERATURE				
Specified temperature range		0	70	°C
Storage temperature range		-60	150	°C

Fig. 3.11 Condiciones de Operación Recomendadas para el AFE4400

Por las razones mencionadas, se emplearon dos reguladores que puedan mantener un nivel constante de tensión, uno establecido en 5v para la alimentación de los CI 74LS04, 6N137 y los pines de transmisión del AFE4400 y otro en 3v para los pines de recepción del mismo. Los reguladores de tensión que se utilizaron para lograr ambos niveles de tensión fueron dos LM317. El conexionado del mismo se ilustra en la Fig. 3.12.

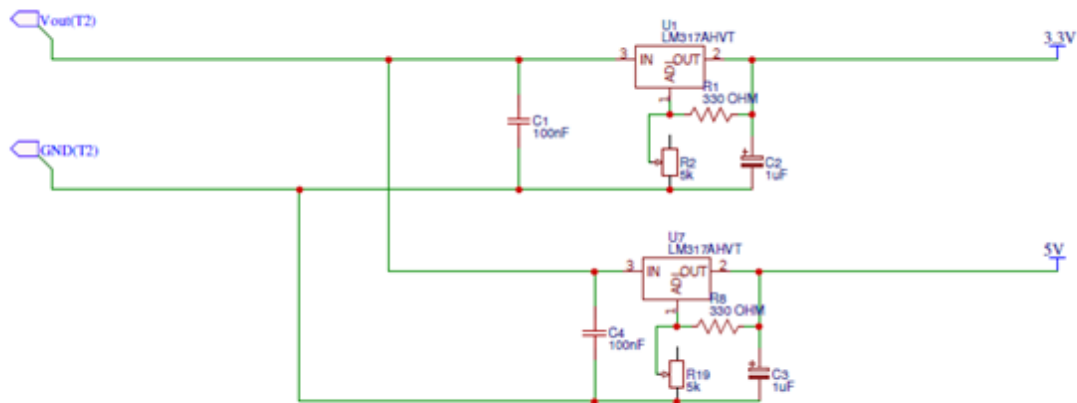


Fig. 3.12 Configuración establecida para Regulación de 3v y 5v

En la Fig 3.12, se puede observar que el diagrama está compuesto por un potenciómetro de 5Kohm, el mismo es lineal y sirve para variar la tensión de salida del regulador, al nivel de tensión más adecuado para trabajar. El LM317, tiene la característica de poder

entregar una tensión constante a la salida que varíe en el rango entre 1.25v y 37v, siempre y cuando el nivel de tensión en la entrada sea mayor que el nivel de tensión deseado a la salida. Dicho rango cumple con las especificaciones mencionadas en el párrafo anterior. Además, este regulador es capaz de suministrar una corriente máxima de 1.5A, la cual sobrepasa las condiciones establecidas del consumo de nuestras etapas siguientes. No se consideró utilizar un regulador del tipo LM7805, para mantener una salida estable de 5v, ya que al variar algunos milivoltios la alimentación de los optoacopladores, se pudo apreciar experimentalmente que mejoraba la respuesta de éstos.

3.3 Sensor de Oximetría

Existen varios tipos de sensores comerciales que se utilizan para adquirir la señal pletismográfica. En este caso, se trabajó con dos sensores, que fueron recomendados por los directores, con la idea de hacer un proyecto que se adapte a estos mismos. Los mismos se pueden observar en la Fig. 3.13 y 3.14.

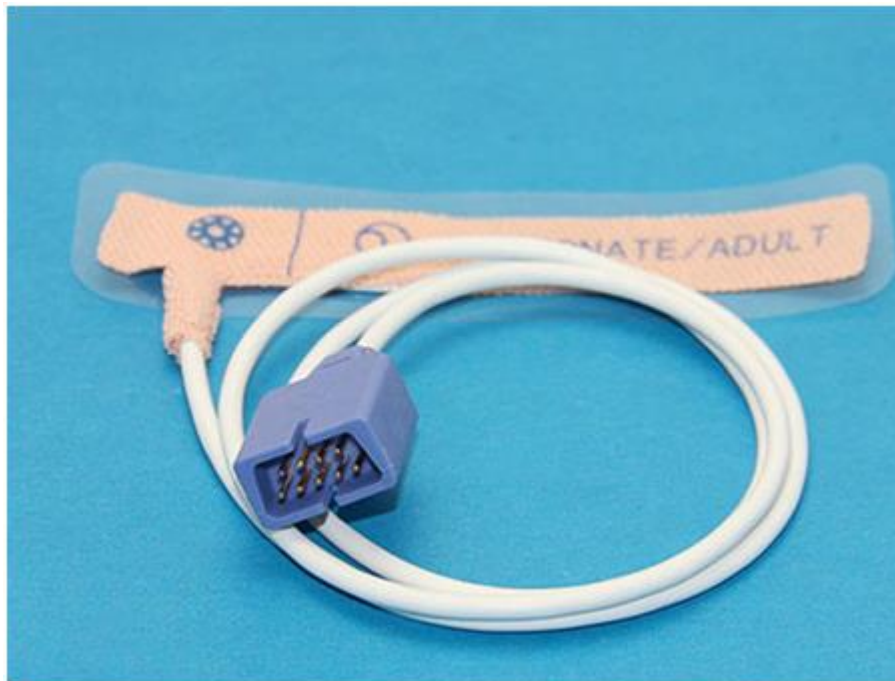


Fig. 3.13 Sensor Comercial Ensayado (Tipo Cinta)



Fig. 3.14 Sensor Comercial Ensayado (Tipo Pinza)

Ambos tipos de sensores, funcionan a base de un led rojo, un led infrarrojo y un receptor que es un fotodiodo, capaz de detectar tanto la luz infrarroja, como la roja. La medición del mismo, está dedicada a determinar que intensidad de luz roja, o luz infrarroja es recibida por el fotodiodo cuando se coloca el dedo de un individuo dentro de la pinza, como se determinó en la sección 2.4. Los parámetros más relevantes de este tipo de sensor ensayado son:

- Longitud de onda, luz roja = 660nm.
- Longitud de onda, luz infrarroja = 940nm.
- Precisión para SPO2 = $\pm 2\%$ (para valores de SPO2 entre 90% y 100%).
- Precisión para SPO2 = $\pm 3\%$ (para valores de SPO2 entre 70% y 89%).
- Precisión para Batidos por minuto (BPM) = $\pm 1\%$ (para valores de BPM entre 30BPM y 50BPM).
- Precisión para Batidos por minuto (BPM) = $\pm 2\%$ (para valores de BPM entre 60BPM y 149BPM).
- Precisión para Batidos por minuto (BPM) = $\pm 3\%$ (para valores de BPM entre 150BPM y 245BPM).
- Temperatura de funcionamiento entre 5°C y 40°C.

Para el conexionado del mismo, se utiliza una ficha del tipo DB9, la cual se comunica directamente con el AFE4400, como indica el diagrama en la Fig. 3.1. En la Fig. 3.15 se puede ver el esquemático de conexión de la ficha DB9.

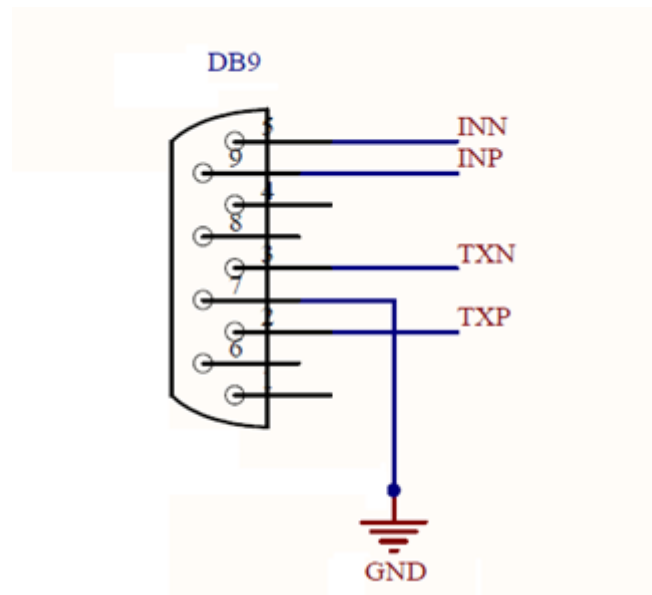


Fig. 3.15 Conexión en DB9

Como se observa en la Fig. 3.15, los terminales marcados como INN, INP, TXN, TXP, son propios del AFE4400, y se deberán conectar al mismo. Estos son ánodo del fotodiodo, cátodo del fotodiodo, salida del “puente H” al LED (ánodo) y salida del “puente H” al LED (cátodo). El fotodiodo utilizado en este tipo de sensores, es un diodo construido a base de silicio que proporciona una sensibilidad de recepción a la luz roja y al infrarrojo, ésta última en mayor medida según se muestra en la Fig 3.16. Un ejemplo de fotodiodos utilizados para sensores de oximetría, es el BPW34, cuyo rango de sensibilidad para detectar longitudes de onda, puede variar en mayor y menor medida entre los 430nm y los 1100nm.

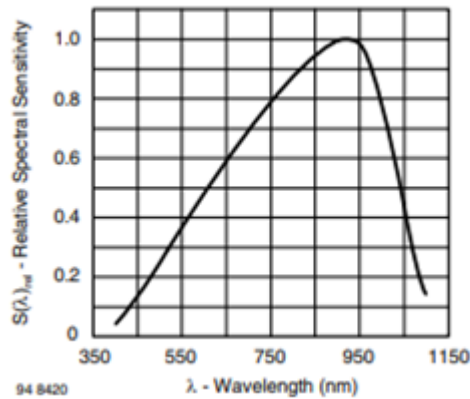


Fig. 3.16 Sensibilidad del fotodiodo BPW34

3.4 Analog Front End 4400

Las señales tomadas por el sensor descrito en 3.3, deben ser procesadas y controladas por un dispositivo, el cual se encargará de enviar dicha información a un microcontrolador que sea capaz de procesar los datos para luego mostrarlos en una interfaz que pueda interpretar cualquier médico en particular. Para la etapa encargada de medir la señal de saturación de oxígeno y enviarla al microcontrolador para su posterior procesamiento, se decidió utilizar el AFE4400. Las señales en medicina tienen la peculiaridad de ser pequeñas y de estar alteradas, a veces en gran medida, por el ruido. Por eso, la amplificación, el muestreo y la conversión analógica-digital deben hacerse con especial cuidado para mantener la integridad de la información. El dispositivo a usar debe asegurar un bajo nivel de ruido en cada una de sus etapas, así como un adecuado tratamiento de estas señales biomédicas. Desde un principio, se partió del conjunto de soluciones que la empresa Texas Instruments ofrece en general para el desarrollo de dispositivos médicos y en particular para los de pulso oximetría. El circuito integrado AFE4400, ofrece una etapa analógica que integra el amplificador de transimpedancia, el filtro, el convertor analógico-digital y el controlador de los leds emisores, especialmente diseñado para esta aplicación. La comunicación con el microcontrolador se lleva a cabo a través del puerto SPI. La Fig.3.17 muestra un diagrama interno del AFE4400.

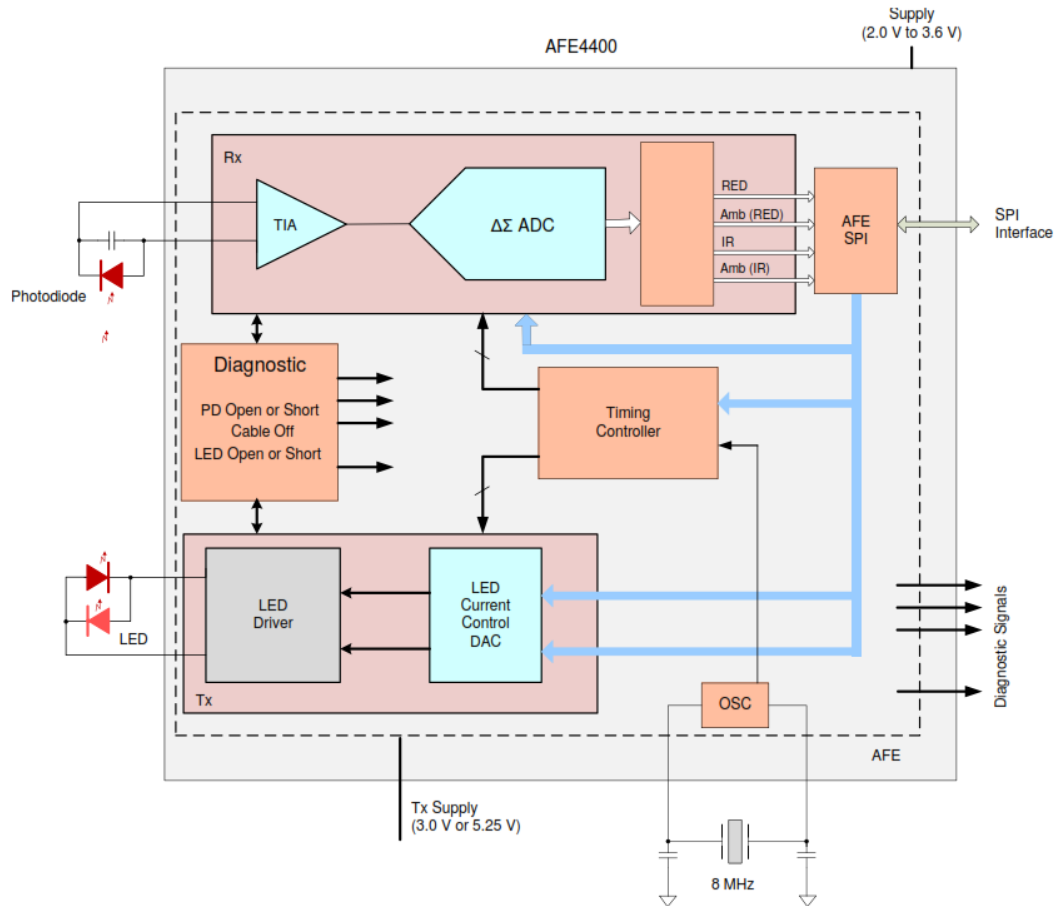


Fig. 3.17 Analog Front End – AFE4400

Como se puede observar en la Fig. 3.17, el sensor se conecta a la etapa de “LED Driver”, a través de un conector DB9. Esta misma es la encargada de determinar el encendido y el apagado del LED rojo y el LED infrarrojo, utilizando como medio para lograr este control un circuito en puente *H*. La etapa de “LED Current Control DAC”, es la encargada de configurar la corriente que manejará cada led, para este CI en particular, la corriente asignada deberá ser la misma para ambos LED (rojo e infrarrojo). Además, se encargará de proporcionar la cancelación de luz ambiente que es una fuente de ruido externa para la adquisición de la señal pletismográfica. Tanto las muestras, como la cancelación de luz ambiental y el control de los tiempos, están basados en un oscilador externo. La intensidad de corriente que recibe el fotodiodo es enviada al AFE4400, esta corriente debe ser transformada en tensión para poder utilizar un convertidor analógico digital, que procese las muestras. La etapa “TIA” es un amplificador de transimpedancia, encargado de la conversión de la señal de corriente obtenida por el fotodiodo a una

señal de tensión. Una vez obtenida, se pasa a la etapa de conversión analógica digital, en la cual se utiliza un conversor del tipo Sigma-Delta (como el descrito en 2.7). Por último, las muestras convertidas por el ADC son separadas en muestras para la luz roja, la infrarroja y la cancelación de la luz ambiente mencionada anteriormente. Estas mismas, son enviadas al microcontrolador a través del Puerto SPI.

3.5 Microcontrolador

La elección del microcontrolador fue la última decisión que se tomó en el diseño del desarrollo del hardware en este proyecto. Muchos de sus requisitos estaban determinados desde un principio, pero no todos los requerimientos eran conocidos. Se realizó un análisis para determinar cuál sería el más apropiado y se estudiaron las distintas alternativas existentes en el mercado. Estos fueron unos de los puntos que se tuvieron en cuenta a la hora de decidir qué tipo de microcontrolador se utilizará:

- Herramientas de desarrollo: la fase de programación es una parte importante de este trabajo por lo que se buscó un microcontrolador cuya herramienta de desarrollo estuviese a disposición o que hubiese sido utilizada con anterioridad para que el diseño del software de control fuese más adaptable.
- Disponibilidad y experiencia: debido al gran número de microcontroladores que existen en el mercado hoy en día, utilizar un microcontrolador que ya ha sido empleado con anterioridad en algún otro trabajo sería más oportuno para el desarrollo de este proyecto, o al menos se buscaría que ese microcontrolador estuviese extendido en el mercado, para poder contar con un gran número de aplicaciones prácticas reales, con información abundante sobre su uso y características y una base de datos donde se recopilase información sobre este.
- Precio y disponibilidad: debido a que uno de los requisitos era realizar un proyecto que no tenga un costo excesivo y que se pudieran conseguir los componentes de manera sencilla en el mercado local, se trató de optimizar las relaciones costo-procesamiento y costo-disponibilidad, a los niveles prácticos de este proyecto.
- Cantidad de memoria y periféricos: este punto es el que en un principio no permitió seleccionar una solución determinada. El número de periféricos o la comunicación con estos era desconocida a priori, así como la capacidad de memoria necesaria.
- Solidez del fabricante y posibilidades de segundas fuentes.
- Comunicación con las demás etapas del Hardware.

Teniendo en cuenta estas características, se seleccionó una placa de desarrollo STM32F4 Discovery (ver Fig. 3.18), que posee arquitectura ARM, de la familia Cortex M4. Este tipo de microcontrolador, había sido utilizado con anterioridad en otros proyectos dentro de la carrera universitaria. Por otro lado, el entorno de desarrollo “Eclipse” y “CubeMx” (explicado en las secciones siguientes) no había sido utilizado para la programación de aplicaciones en circuitos de este fabricante, con anterioridad. Uno de los puntos clave en la elección de este microcontrolador, se basó en la comunicación con el AFE4400 y con algún periférico conectado para la visualización de los datos. El AFE4400 utiliza como medio el protocolo SPI para el envío y la recepción de los datos, mientras que se necesitaba algún protocolo para enviar los datos a un ordenador. Por este motivo la STM32F4 cumplía con ambos requisitos para la comunicación, ya que dispone de SPI y a su vez de RS232. Otro punto a tener en cuenta, fue la cantidad de entradas y salidas a utilizar, la cual las cubría a todas con una cantidad de I/O libres, para poder usar en caso de posibles mejoras futuras.



Fig. 3.18 STM32F4 Discovery

3.6 Aisladores Ópticos

Por cuestiones de estabilidad de la señal pletismográfica a visualizar, seguridad, y una disminución del ruido de línea, fue necesario desacoplar las masas provenientes del ordenador, el cual, alimenta a través del puerto USB, a la placa STM32F4 y ésta estaba cableada directamente al adquisidor AFE4400, por estos motivos se recurrió a utilizar optoacopladores que puedan reemplazar el cableado entre el AFE4400 y la STM32f4. Se necesitaban aislar todas las líneas de comunicación SPI, y las líneas de datos entre ambos. Para cumplir con este requisito se buscaron opciones en cuanto a los aisladores ópticos que sean lo bastante rápidos para poder seguir a una señal digital de una frecuencia que ronda los 1.2MHz, dicha frecuencia es la máxima en el sistema y es de la línea del clock del bus SPI. El total de las líneas aisladas fueron las siguientes:

- Línea del Bus SPI (SIMO).
- Línea del Bus SPI (MISO).
- Línea del Bus SPI (Clock).
- Línea de Datos (ADC_Ready).
- Línea Reset (MISO).

La Fig. 3.19, muestra el esquemático sobre la aislación óptica de las líneas mencionadas anteriormente. Los optoacopladores elegidos para esta aplicación son los CI 6N137, los cuales son capaces de trabajar a una frecuencia de hasta 10Mhz, según indica su fabricante. Además, presentan salidas del tipo de “colector abierto”, la cual permite salidas “OR” cableadas. Un dato no menos importante es, que al salir por colector (Salida tipo compuerta NAND), la señal se verá invertida 180º, con lo cual, cualquier tipo de dato enviado por las líneas mencionadas será totalmente el contrario al que se quiere recibir. Es por este motivo, que se emplearon los CI74LS04, que funcionan como inversores, éste último está compuesto por seis compuertas NOT, que tienen como funcionalidad invertir la señal de salida de los optoacopladores, para poder obtener nuevamente la salida original, cumpliendo con los requisitos de frecuencia y siendo compatible en su totalidad con los valores de tensión de las líneas de datos.

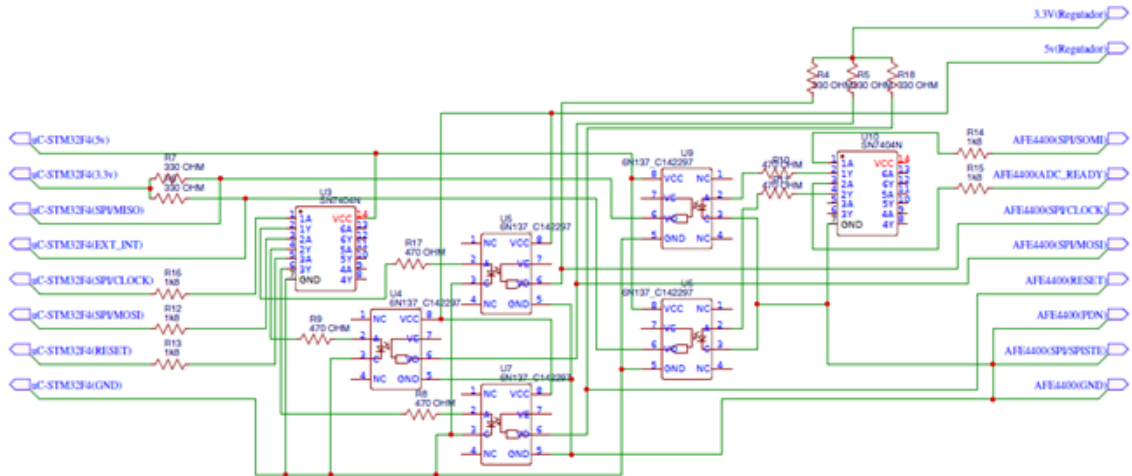


Fig. 3.19 Esquemático del Bus Aislado Ópticamente

El consumo medido en este circuito a través de los optoacopladores, con una alimentación de 5v, fue de 15mA cada uno, lo que nos proporciona un resultado final de 75mA, ya que se utilizan cinco CI6N137. Además, se necesitan 2 CI74LS04, que consumen 8mA cada uno, con una alimentación de 5v, dando un resultado total para la etapa de aislación de 91mA.

El esquemático de todas las etapas mencionadas anteriormente se puede observar en la Fig. 3.20.

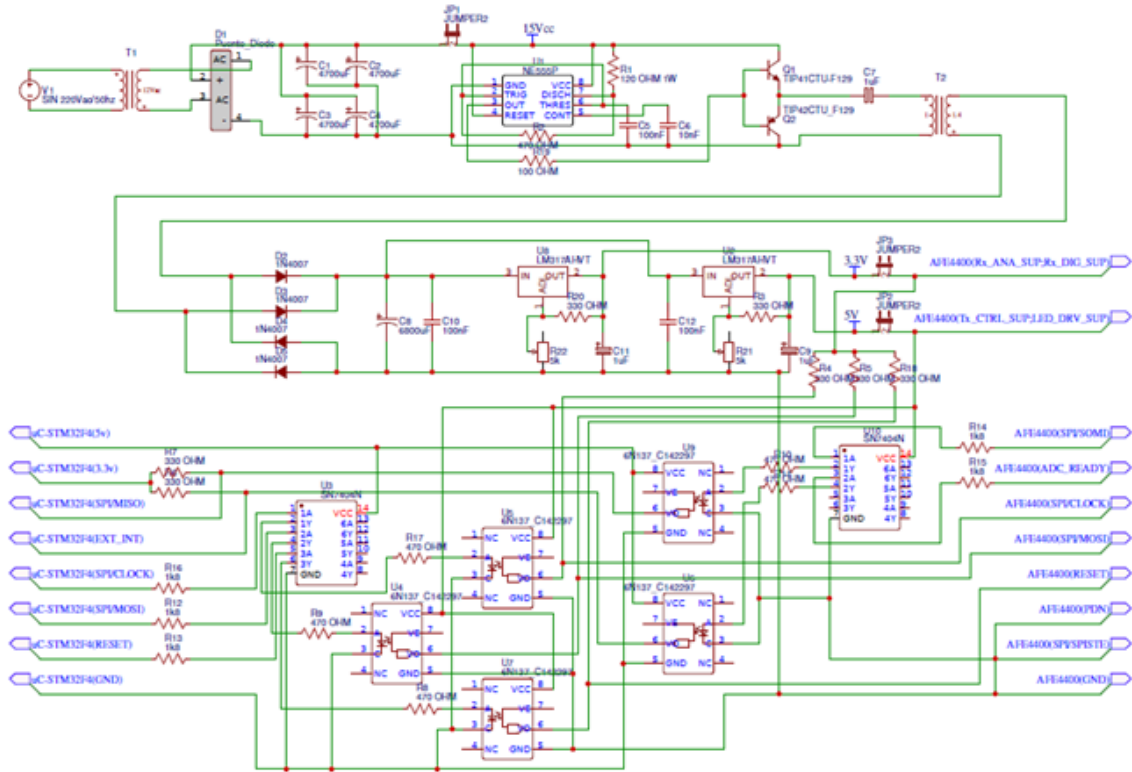


Fig. 3.20 Diagrama circuital completo

3.7 Software

Para el manejo del kit de desarrollo se trabajó con dos aplicaciones bajo el sistema operativo (SO) Windows. Una para la configuración y otra para compilación del código. Si bien las opciones para el manejo de los microcontroladores STM es amplio, la mayoría de estas requiere de una licencia. Algunas se pueden usar sin las mismas, pero con ciertas restricciones. Motivos que llevaron a utilizar *System Workbench for STM32* (SW4STM32) y *STM32CubeMX*. Ambas herramientas son gratuitas, solo es necesario registrarse en la web para descargarlas.

En lo referido al procesamiento de las señales adquiridas las opciones son acotadas. Generalmente, para este tipo de aplicaciones se utiliza MATLAB, por ser un lenguaje de prototipado muy difundido en el ámbito académico. Sin embargo, en este caso se eligió el lenguaje de código abierto Python, donde se realizó el procesamiento de las señales y la interfaz gráfica.

3.7.1 CubeMX

CubeMX permite la generación del código de inicialización de cualquier proyecto. Es específico para modelos de microcontroladores y plataformas de desarrollo de la marca. Con una interfaz muy intuitiva, que facilita la configuración de las capas de abstracción de hardware necesarias.

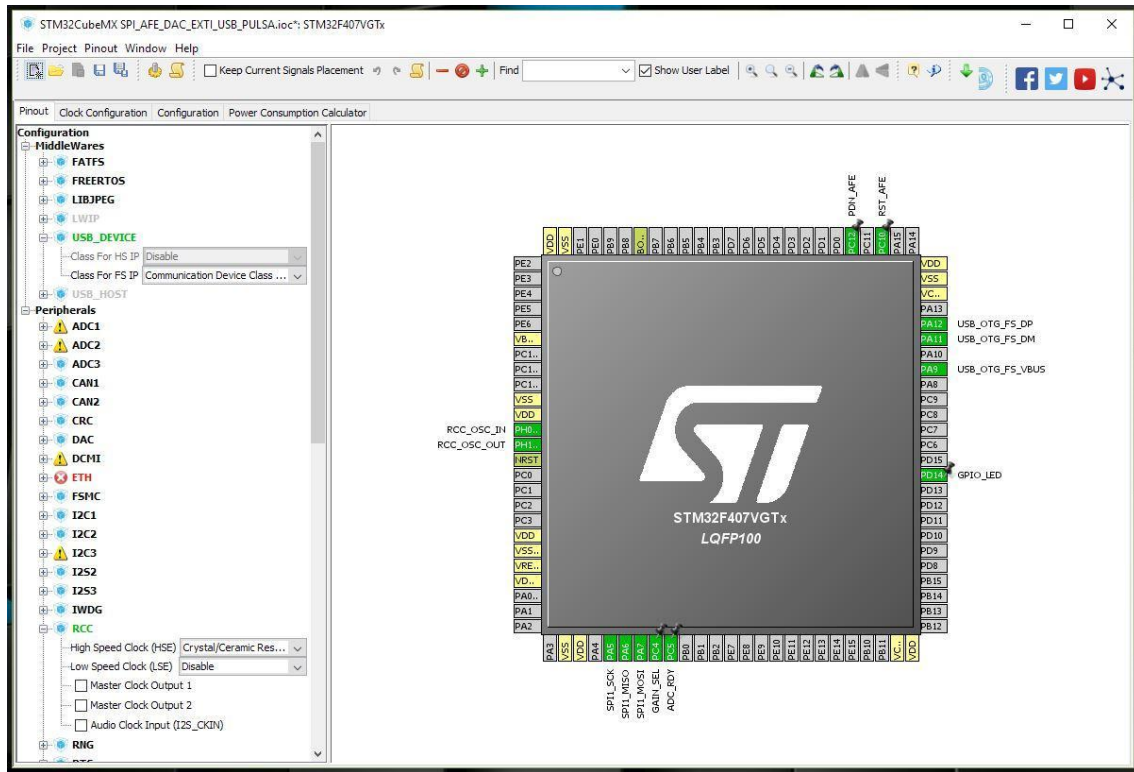


Fig. 3.21 CubeMX - Configuración de pines

Con solo seleccionar las funcionalidades requeridas el software crea automáticamente las líneas de código necesarias para utilizarlas.

En este proyecto se utilizan las funciones de SPI, USB, GPIO y RCC. Además es necesario realizar una configuración específica de los clocks y sus divisores para el correcto funcionamiento del núcleo y los periféricos.

La comunicación SPI es necesaria para enlazar el AFE4400 con el microcontrolador. Son requeridas 4 líneas, tres para el protocolo (CLOCK, MOSI, MISO) y una adicional para la interrupción de lectura de los registros pertenecientes a las señales deseadas. En cuanto a la configuración, los requerimientos del AFE determinan:

- *Formato de trama: Big-Endian*
- *Tamaño de datos: 8 Bits*
- *Baud Rate: 1.3 MBits/s*
- *CPOL: Bajo*
- *CPHA: Primer flanco*

El baud rate está limitado por la etapa de optoacoplación, los integrados usados en ella tienen una velocidad máxima de operación de 2 MBits/s. Sin embargo, es más que suficiente, ya que en el peor de los casos el intercambio de datos no supera los 0,5 MBits/s.

La transmisión de datos entre el dispositivo y la PC es mediante una comunicación serie. Esto se realiza emulando la comunicación sobre un enlace USB. Es el software quien permite seleccionar este modo de operación. Donde se crea un puerto COM virtual, necesario para el enlace de datos.

Por último, en GPIO se configuran todos los pines requeridos en la interconexión del hardware. Y se habilita el RCC para ajustar clocks de forma manual.

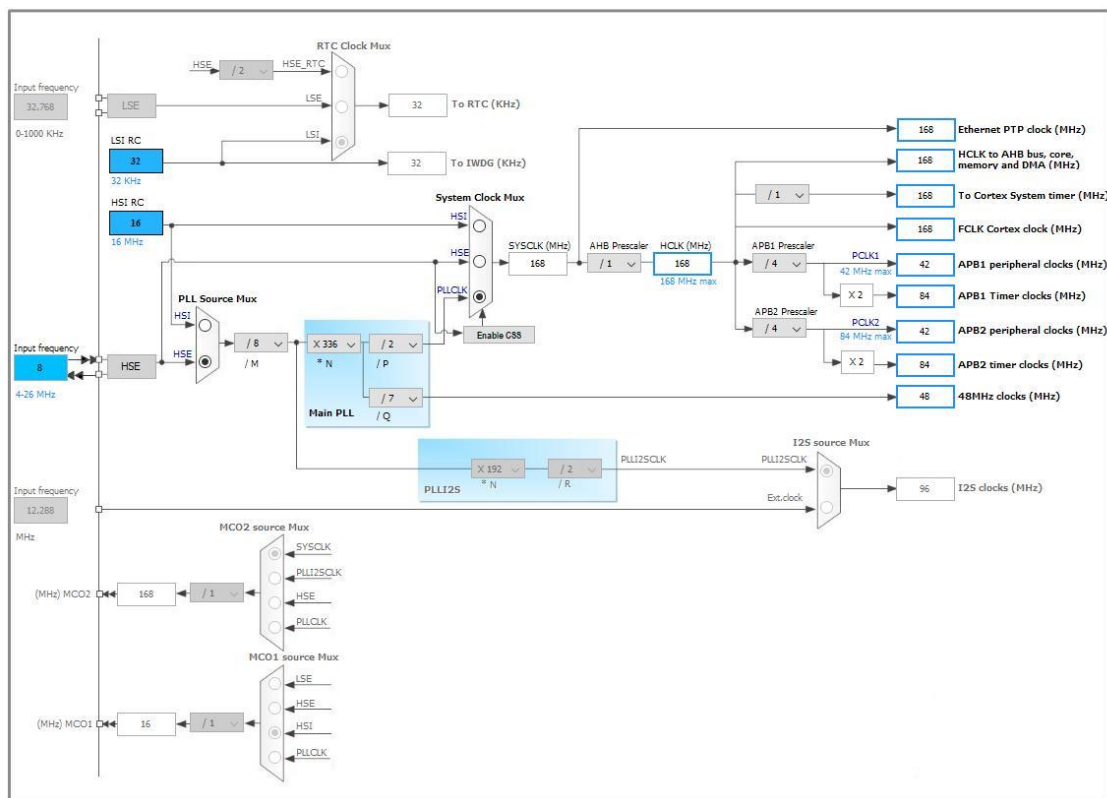


Fig. 3.22 Configuración de clocks

Finalizada la configuración requerida se genera el código fuente en base a las opciones seleccionadas.

3.7.2 SW4STM32

Es un entorno de desarrollo integrado (IDE) basado en Eclipse, multiplataforma y de libre acceso. Soporta todas las versiones de microcontroladores STM32. La forma de

obtenerlo es registrándose en www.openstm32.org y descargarlo desde la sección correspondiente.

Una vez generado el código, el proyecto en lenguaje C/C++ se carga en el IDE. Donde se implementó un algoritmo para manejar la inicialización del AFE, lectura de datos, comunicación con la PC y atención de interrupciones.

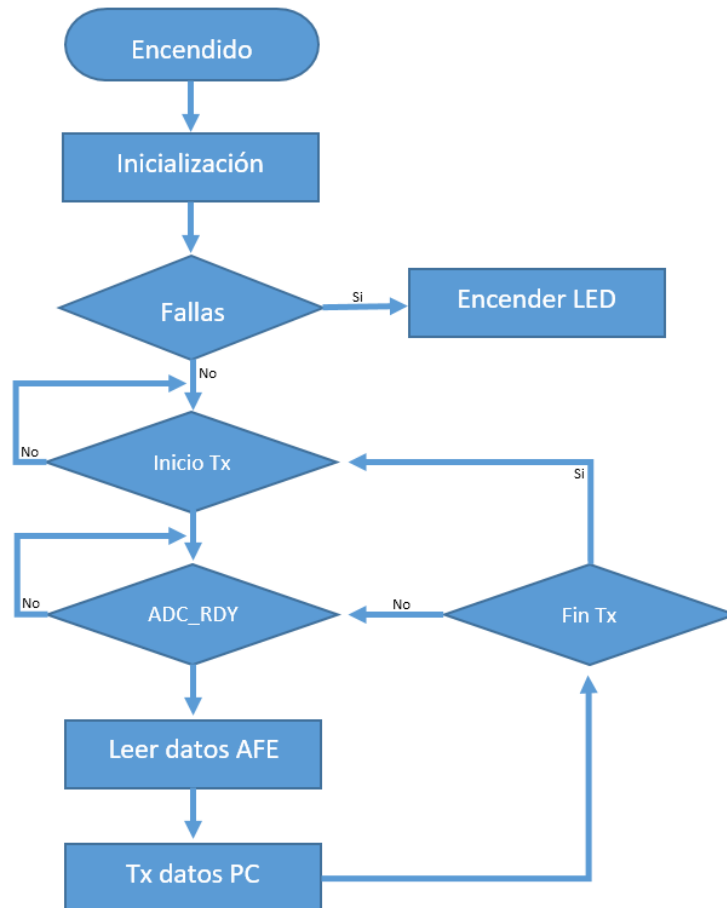


Fig. 3.23 Diagrama de flujo implementado en el microcontrolador

En la etapa de inicialización se cargan los registros de configuración del AFE, explicados en el siguiente apartado. Primero se habilita la detección de fallas y el TIMER que maneja los clocks. Seguidamente se configuran los tiempos de muestreo para cada señal, el ciclo de trabajo y la frecuencia de muestreo. Por último, se establece la ganancia del amplificador de transimpedancia, el modo de operación y la corriente del transmisor. Una vez realizada la inicialización, y si no se detectan fallas, el dispositivo queda en espera hasta iniciar la transferencia desde la PC.

Iniciada la transmisión, comienza la lectura de los registros donde se almacenan las muestras de las señales. Esta lectura se lleva a cabo cada vez que se presenta la interrupción proveniente del AFE. La cual avisa de la presencia de nuevas muestras en los registros de las señales. Una vez extraídas, las mismas se envían a través del puerto serie hacia la PC. Esto se repite hasta que la transmisión se finaliza desde la rutina ejecutada en el ordenador.

3.7.3 Registros y configuración AFE 4400

Al iniciar el AFE todos los registros internos se encuentran en su valor por defecto. Para el correcto funcionamiento se debe setear cada uno de ellos dependiendo el modo de operación deseado.

Para esto, es necesario conocer la configuración o funcionamiento de los registros involucrados.

CONTROL0: Registro de control 0 (Dirección = 00h, Valor por defecto = 0000h)

23	22	21	20	19	18	17	16	15	14	13	12
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
0	0	0	0	0	0	0	0	SW_RST	DIAG_EN	TIM_COUNT_RST	SPI_READ

Fig. 3.24 Registro CONTROL0

Es un registro de solo escritura, su principal función es que el propio integrado interprete la operación a realizar cuando el microcontrolador manda una dirección por el bus SPI. Si el bit 0 es un cero los registros están en modo escritura, caso contrario se realiza la lectura de la dirección dada.

El bit 1 es el encargado de resetear los contadores de tiempo que manejan el muestreo de las señales. El valor por defecto es cero para la operación normal.

El bit 2 habilita el diagnóstico y la detección de fallas. El valor por defecto es cero.

El bit 3 permite realizar un reseteo por software. El valor por defecto es cero.

CONTROL1: Registro de control 1 (Dirección = 1Eh, Valor por defecto = 0000h)

23	22	21	20	19	18	17	16	15	14	13	12
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
CLKALMPIN[2:0]			TIMEREN	0	0	0	0	0	0	1	0

Fig. 3.25 Registro CONTROL1

Este registro permite configurar pines para monitoreo y el temporizador principal. Para monitoreo debe estar habilitada la función desde otro registro.

En este caso solo se utiliza la habilitación del temporizador (bit 8 en alto), que maneja todos los clocks para el funcionamiento del integrado.

CONTROL2: Registro de control 2 (Dirección = 23h, Valor por defecto = 0000h)

23	22	21	20	19	18	17	16	15	14	13	12
0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
TXBRG MOD	DIGOUT_ TRI STATE	XTAL DIS	1	0	0	0	0	0	PDNTX	PDRRX	PDNAFE

Fig. 3.26 Registro CONTROL2

Este registro controla el transmisor para el funcionamiento de los leds, el apagado del integrado y de las etapas de transmisión y recepción por separado. Además, brinda la posibilidad de un tercer estado para las salidas digitales y la selección del tipo de clock utilizado, es decir si se utiliza con cristal o una señal externa.

La configuración seleccionada establece utilizar el modo puente H para el control del transmisor, la utilización de un cristal de 8 MHz, sin salidas digitales en tercer estado y todas las etapas funcionando.

TIA_AMB_GAIN: Registro de etapa de ganancia, cancelación de ambiente y amplificador de transimpedancia (Dirección: 21h, Valor por defecto = 0000)

23	22	21	20	19	18	17	16	15	14	13	12
0	0	0	0	AMBDAC[3:0]				0	STAGE2 EN	0	0
11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
0			STG2GAIN[2:0]		CF_LED2[4:0]				RF_LED2[2:0]		

Fig. 3.27 Registro TIA_AMB_GAIN

Este registro configura la segunda etapa de amplificación, la corriente de cancelación de luz ambiente, la ganancia del amplificador de transimpedancia y el capacitor de realimentación.

Los bits 0 a 2 son utilizados para setear la ganancia del amplificador de transimpedancia. A través de los distintos valores de la resistencia de realimentación, que se seleccionan a través de un código binario de tres bits y son valores que ya vienen presentados dentro del AFE4400. En el proyecto se optó por utilizar tres valores con el fin de mejorar la compatibilidad con distintos sensores (500 kΩ, 250 kΩ y 100 kΩ).

000 = 500 kΩ	100 = 25 kΩ
001 = 250 kΩ	101 = 10 kΩ
010 = 100 kΩ	110 = 1 MΩ
011 = 50 kΩ	111 = None

Fig. 3.28 Código binario para configurar la ganancia del amplificador

Bits 3 a 7 permiten configurar el valor de capacidad para fijar la frecuencia de corte del filtro pasabajos. Para fijar esta frecuencia se debe tener en cuenta la condición de que el producto entre la resistencia ya mencionada y esta capacidad tiene que ser menor a la décima parte del periodo de muestreo.

00000 = 5 pF (default after reset)	00100 = 25 pF + 5 pF
00001 = 5 pF + 5 pF	01000 = 50 pF + 5 pF
00010 = 15 pF + 5 pF	10000 = 150 pF + 5 pF

Fig. 3.29 Código binario para la configuración del valor de capacidad

Notar que es soportada la combinación de estos valores para obtener otra capacidad. Por ejemplo, para obtener una capacidad de 100 pF, se setea la combinación 01111. Es decir, la suma de cada combinación binaria.

Bits 8 a 10 se utilizan para seleccionar la ganancia de la segunda etapa de amplificación, para su funcionamiento es necesario que el bit 14 se encuentre en alto.

000	= 0 dB, or linear gain of 1 (default after reset)
001	= 3.5 dB, or linear gain of 1.5
010	= 6 dB, or linear gain of 2
011	= 9.5 dB, or linear gain of 3
100	= 12 dB, or linear gain of 4
101	= Do not use
110	= Do not use
111	= Do not use

Fig. 3.30 Código binario para la configuración del segundo amplificador

Por último, los bits 16 a 19 manipulan la cantidad de corriente entregada a la etapa analógica para cancelar la luz ambiente que ingresa al sensor. El efecto de esta cancelación se ve reflejado en la disminución de la componente de continua que posee la señal PPG.

0000	= 0 μ A (default after reset)	1000	= 8 μ A
0001	= 1 μ A	1001	= 9 μ A
0010	= 2 μ A	1010	= 10 μ A
0011	= 3 μ A	1011	= Do not use
0100	= 4 μ A	1100	= Do not use
0101	= 5 μ A	1101	= Do not use
0110	= 6 μ A	1110	= Do not use
0111	= 7 μ A	1111	= Do not use

Fig. 3.31 Código binario para la configuración de la corriente de cancelación de luz ambiental

LEDCNTRL: Registro de control de Led (Dirección = 22h, Valor por defecto = 0000h)

23	22	21	20	19	18	17	16	15	14	13	12
0	0	0	0	0	0	LEDCUR OFF	1	LED1[7:0]			
11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
LED1[7:0]						LED2[7:0]					

Fig. 3.32 Registro LEDCNTRL

Este registro permite configurar la corriente a suministrar en los leds, además del apagado de la fuente encargada de la tarea. Se destinan 8 bits para establecer la cantidad de corriente a cada led, es decir que se tienen 256 valores diferentes de corriente. Donde el máximo de corriente permitida es 50 mA.

$$\frac{\text{LED1}[7:0]}{256} \times \text{Full-Scale Current}$$

$$\frac{\text{LED2}[7:0]}{256} \times \text{Full-Scale Current}$$

Fig. 3.33 Ecuación para el cálculo de la corriente de los leds emisores

La configuración utilizada se corresponde con el máximo de corriente para el LED2 (Rojo) ya que es el más sensible a las interferencias. Por lo tanto, para lograr una mejor relación señal a ruido es necesario una mayor cantidad de intensidad lumínica. En el caso del LED1 (Infrarrojo) solo fue necesario una corriente cercana a los 20 mA. La necesidad de valores de corriente distintos se asocia a las características del sensor. Ya que el utilizado posee una mayor sensibilidad para longitudes de onda en el rango de los 940 nm.

PRPCOUNT: Registro de conteo del periodo de repetición (Dirección = 1Dh, Valor por defecto = 0000h)

23	22	21	20	19	18	17	16	15	14	13	12
0	0	0	0	0	0	0	0	PRPCOUNT[15:0]			
11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
PRPCOUNT[15:0]											

Fig. 3.34 Registro PRPCOUNT

Este registro contiene el valor del contador para determinar la frecuencia del periodo de repetición. Como el reloj del temporizador del AFE se encuentra en los 4 MHz, para obtener la frecuencia se debe dividir este por el valor del registro. Así, por ejemplo, para obtener una repetición de 400Hz se debe utilizar un contador de 10000 unidades. El rango de este registro está entre 800 y 64000. El valor mínimo corresponde a la máxima frecuencia admitida, un valor menor no sería suficiente para obtener las 4 muestras que integran el periodo de repetición.

ALARM: Registro de alarma (Dirección = 29h, Valor por defecto = 0000h)

23	22	21	20	19	18	17	16	15	14	13	12
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
0	0	0	0	ALMPIN CLKEN	0	0	0	0	0	0	0

Fig. 3.35 Registro Alarm

Este registro es el encargado de habilitar los pines para monitoreo que se configuran en CONTROL1. Como no se utilizan se mantiene deshabilitado.

DIAG: Registro de flags de diagnóstico (Dirección = 30h, Valor por defecto = 0000h)

23	22	21	20	19	18	17	16	15	14	13	12
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	PD_ALM
11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
LED_ ALM	LED1 OPEN	LED2 OPEN	LEDSC	OUTPSH GND	OUTNSH GND	PDOC	PDSC	INNSC GND	INPSC GND	INNSC LED	INPSC LED

Fig. 3.36 Registro DIAG

En este se encuentran el estado de diferentes diagnósticos que realiza el integrado al iniciar. Si se detecta alguna falla se levanta el bit correspondiente.

3.7.3.1 Registros contenedores de muestras

En estos registros se guardan los datos tomados por el sensor. Son 4 registros de solo lectura, que contienen muestras de 22 bits en complemento a 2. Donde se encuentran los valores tomados con las longitudes de 650 nm y 950 nm, además de un par correspondiente al sensado en los intervalos oscuros. Con estos se intenta determinar la componente de luz ambiental que ingresa al sensor.

Registro	Descripción	Dirección
LED2VAL	Muestra del Rojo	2Ah
ALED2VAL	Muestra del ambiente	2Bh
LED1VAL	Muestra del Infrarrojo	2Ch
ALED1VAL	Muestra del ambiente	2Dh

Tabla 3.1 Registros contenedores de muestras

3.7.3.2 Registros para la configuración del temporizador

En los siguientes párrafos se explica cómo realizar la configuración requerida para el muestreo y posterior conversión de las señales.

El AFE4400 permite una frecuencia máxima de muestreo cercana a los 5 kHz. Cada periodo de muestreo se divide en 4 subperiodos. Donde se toman las muestras del led rojo, del infrarrojo y 2 adicionales con los leds apagados.

Los registros de este apartado permiten manejar las señales de control para el encendido de los leds, el tiempo de muestreo Rx y los tiempos de conversión del ADC en cada canal. Cada uno de ellos tiene una longitud de 24 bits como todos, pero solo se utilizan los primeros 16 para la configuración.

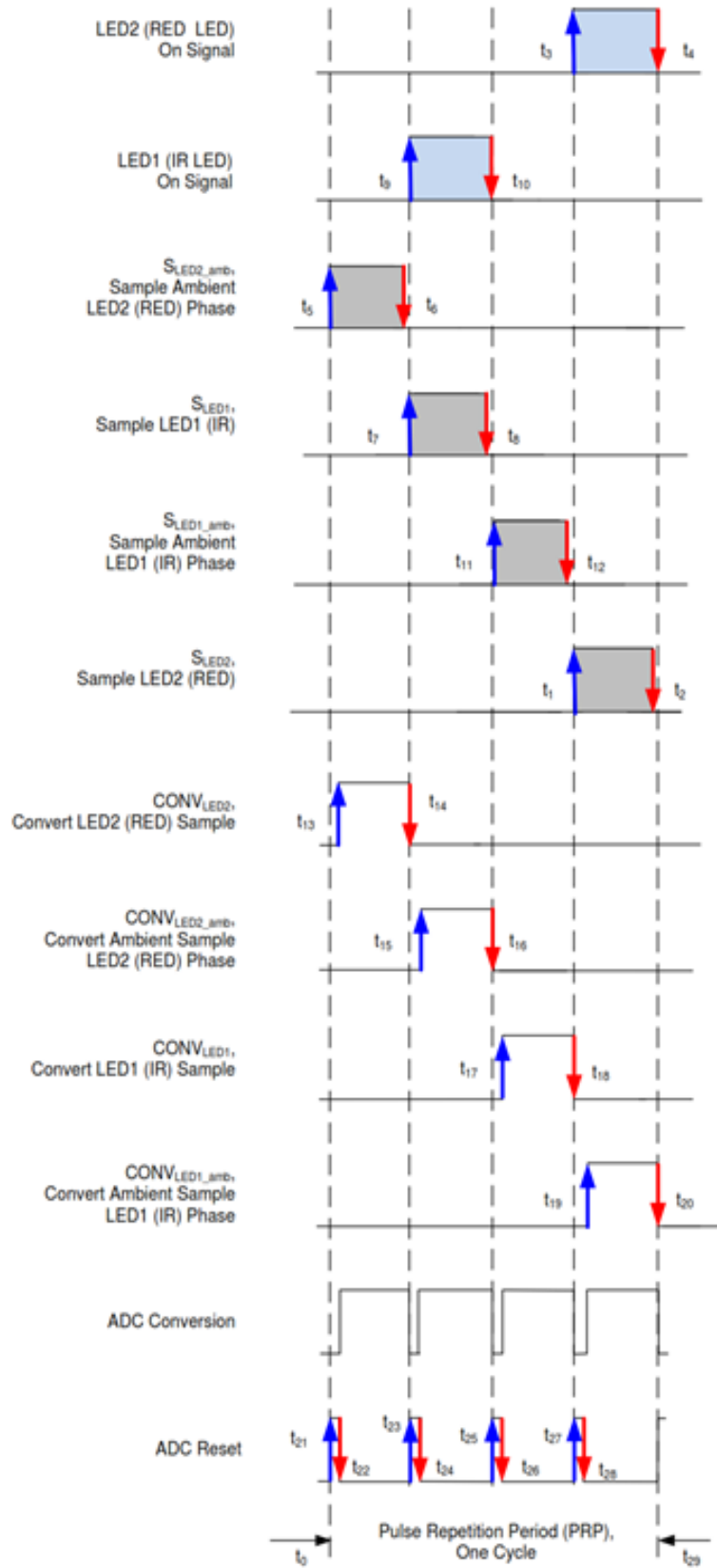


Fig. 3.37 Diagrama temporal del muestreo

Instante de tiempo	Descripción	Registro y dirección
t ₀	Inicio del periodo de repetición	-----
t ₁	Inicio de muestra LED2	LED2STC[15:0], Dirección 01h
t ₂	Final de muestra LED2	LED2ENDC[15:0], Dirección 02h
t ₃	Encendido LED2	LED2LEDSTC[15:0], Dirección 03h
t ₄	Apagado LED2	LED2LEENDC[15:0], Dirección 04h
t ₅	Inicio de muestra Ambiente LED2	ALED2STC[15:0], Dirección 05h
t ₆	Final de muestra Ambiente LED2	ALED2ENDC[15:0], Dirección 06h
t ₇	Inicio de muestra LED1	LED1STC[15:0], Dirección 07h
t ₈	Final de muestra LED1	LED1ENDC[15:0], Dirección 08h
t ₉	Encendido LED1	LED1LEDSTC[15:0], Dirección 09h
t ₁₀	Apagado LED1	LED1LEENDC[15:0], Dirección 0Ah
t ₁₁	Inicio de muestra Ambiente LED1	ALED1STC[15:0], Dirección 0Bh
t ₁₂	Final de muestra Ambiente LED1	ALED1ENDC[15:0], Dirección 0Ch
t ₁₃	Inicio de conversión muestra LED2	LED2CONVST[15:0], Dirección 0Dh
t ₁₄	Final de conversión muestra LED2	LED2CONVEND[15:0], Dirección 0Eh
t ₁₅	Inicio de conversión muestra ambiente LED2	ALED2CONVST[15:0], Dirección 0Fh
t ₁₆	Final de conversión muestra ambiente LED2	ALED2CONVEND[15:0], Dirección 10h
t ₁₇	Inicio de conversión muestra LED1	LED1CONVST[15:0], Dirección 11h
t ₁₈	Final de conversión muestra LED1	LED1CONVEND[15:0], Dirección 12h
t ₁₉	Inicio de conversión muestra ambiente LED1	ALED1CONVST[15:0], Dirección 13h
t ₂₀	Final de conversión muestra ambiente LED1	ALED1CONVEND[15:0], Dirección 14h
t ₂₁	Inicio del primer pulso reset de conversión ADC	ADCRSTSTCT0[15:0], Dirección 15h
t ₂₂	Final del primer pulso reset de conversión ADC	ADCRSTENDCT0[15:0], Dirección 16h
t ₂₃	Inicio del segundo pulso reset de conversión ADC	ADCRSTSTCT1[15:0], Dirección 17h
t ₂₄	Final del segundo pulso reset de conversión ADC	ADCRSTENDCT1[15:0], Dirección 18h
t ₂₅	Inicio del tercer pulso reset de conversión ADC	ADCRSTSTCT2[15:0], Dirección 19h
t ₂₆	Final del tercer pulso reset de conversión ADC	ADCRSTENDCT2[15:0], Dirección 1Ah
t ₂₇	Inicio del cuarto pulso reset de conversión ADC	ADCRSTSTCT3[15:0], Dirección 1Bh

t ₂₈	Final del cuarto pulso reset de conversión ADC	ADCRSTENDCT3[15:0], Dirección 1Ch
t ₂₉	Final del periodo de repetición	PRPCOUNT[15:0], Dirección 1Dh

Tabla 3.2 Registros para configuración del muestreo

Es interesante destacar la sucesión de eventos al realizar un ciclo de lectura. Como se puede apreciar, al iniciar cualquiera de los subperiodos de muestreo el inicio de la lectura se encuentra demorado. Evitando errores de adquisición por solapamiento de muestras. No solamente se empieza a leer después, sino que también se finaliza antes de que termine el subperiodo. Al mismo tiempo se realiza la conversión de la muestra anterior luego de detectado el pulso de reset de conversión del ADC. Esto se repite en cada una de las cuatro muestras que se toman por periodo de repetición. Cuando se completa el ciclo de conversiones aparecerá el pulso que advierte de la presencia de nuevos datos en los registros correspondientes.

3.7.4 Python

Para el manejo de la comunicación serie, el procesamiento y la presentación de las señales se trabajó sobre el lenguaje de programación Python. La elección del mismo se debió a la popularidad que tiene este lenguaje. Junto a Java, son los dos más usados actualmente. Empresas como Microsoft, Google o Red Hat hacen un gran uso del mismo. Sumado a esto es de licencia libre y cuenta con una gran comunidad.

En un principio la programación se desarrolló en Windows. Hasta que se encontraron problemas relacionados con los permisos y políticas de seguridad. Que aparecían al intentar iniciar la comunicación serie. Como solución se migró al sistema operativo Linux, más específicamente a la distribución conocida como Ubuntu. Esta distribución es de las más elegidas por los usuarios promedio, debido a su facilidad de uso.

La utilización de este SO permitió continuar sin mayores conflictos. Solo con ejecutar el programa con el comando *sudo* se concede privilegios de administrador. Evitando cualquier tipo de inconveniente al abrir el puerto de comunicación.

Para facilitar el desarrollo del software se establecieron etapas con una función bien definida.

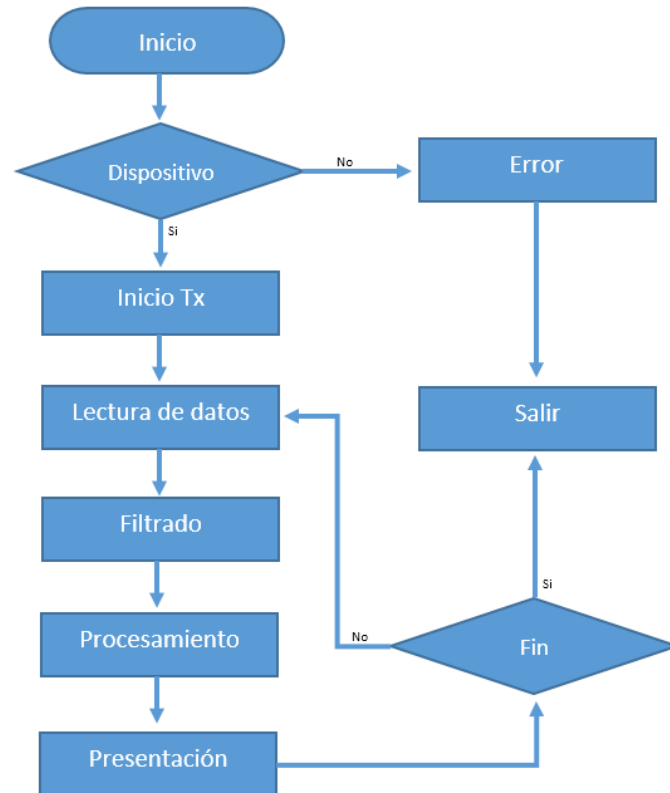


Fig. 3.38 Diagrama de flujo del software

En el diagrama se puede observar la secuencia de operación del software. Para esto fue necesario utilizar módulos. Se conocen con este nombre a ficheros escritos en Python que almacenan otras rutinas y los elementos necesarios para la ejecución de funciones específicas. Los módulos utilizados en el proyecto son:

- Serial
- Numpy
- Scipy
- Pyqtgraph
- Json

3.7.4.1 Serial

Este módulo permite la comunicación a través de un puerto serie. Provee todo lo necesario para el proceso, es multiplataforma (Windows, Linux, OSX) y permite la configuración del puerto y sus propiedades directamente desde el entorno de programación. La característica de que sea multiplataforma facilita el uso de la rutina en cualquier sistema operativo. Solo es necesario cambiar el nombre con que se define el puerto según el SO utilizado. Así por ejemplo en Windows los puertos se definen como

“COM” seguido de un número identificador que depende de la cantidad de puertos en uso. En Linux en cambio se definen como “*dev/ttyACMO*” donde el número final cumple la misma función que en el otro sistema operativo.

3.7.4.2 *Numpy - Scipy*

Numpy incrementa la capacidad matemática de Python, haciendo posible operar con cualquier dato o arreglo numérico. Agrega una gran cantidad de funciones que facilitan el procesamiento de las muestras obtenidas. La utilización de este módulo es indispensable no solo para realizar las funciones que obtienen los índices buscados sino también para almacenar las muestras provenientes del sensor. Usando formato *numpy* en los vectores se mejora la velocidad de ejecución de los algoritmos.

Por otro lado, *Scipy* es un paquete de herramientas orientadas a la ingeniería y la ciencia. Se encuentra organizada en subpaquetes especializados para cada dominio científico. Cada uno de ellos es necesario importarlos por separado. El apartado de procesamiento de señales es el utilizado en el proyecto para realizar el filtrado. Esta herramienta permite obtener filtro a utilizar de acuerdo a parámetros específicos (orden, frecuencia de corte y frecuencia de muestreo), así como también aplicar el mismo sobre la señal, de forma muy sencilla.

3.7.4.3 *PyQtGraph*

Este módulo es el encargado de la presentación de los datos, básicamente es una biblioteca para la creación de interfaces de usuario y gráficos. Si bien existen varios paquetes para mostrar/graficar datos como *Matplotlib*, *Vispy*, *Chaco*, entre otros, la elección de esta se debe principalmente a la velocidad. *PyQtGraph* tiene una fuerte influencia de *numpy*, haciéndola una excelente opción en la utilización de gráficos que requieren actualizaciones rápidas como es el caso de la presentación de datos en tiempo real. Como desventaja se puede nombrar a lo escueto de sus posibilidades en cuanto a configuración si se la compara con las demás. Sin embargo, en este caso la extensión posee más de lo necesario para la creación de la interfaz gráfica. También se incorpora un grupo de opciones y herramientas para manipular interactivamente los gráficos. Es posible ajustar las escalas, guardar parte de las señales o incluso permite ver el espectro de la señal en tiempo real entre otras.

3.7.4.4 *Json y CSV*

La información que se transmite por el puerto serie lo hace en forma de cadena de caracteres. Esto facilita la transmisión, pero agrega una complicación al tener que decodificar los datos para una correcta interpretación por la rutina. Esto se hace utilizando el módulo *Json*, quien realiza la traducción a un formato apropiado.

El programa tiene la posibilidad de guardar un registro del paciente. En este se almacenan las muestras provenientes del sensor tal como se adquieren, es decir sin ningún tipo de procesamiento. Para crear el registro se guardan los datos en un archivo de valores separados por coma o CSV del inglés *comma-separated values*. La librería homónima es quien permite realizarlo. Estos archivos pueden ser visualizados fácilmente con cualquier editor de hojas de cálculo como Excel.

3.7.5 **Etapas del software**

En este apartado se describirán brevemente las etapas del programa. Además de algunas instrucciones para su uso y ejecución.

Si bien se puede ejecutar el mismo de modo similar a cualquier software, es decir mediante un acceso directo, es mejor correrlo desde una terminal o ventana de comando. De esta manera se puede realizar algún cambio en el código y probarlo fácilmente sin tener que empaquetar la rutina cada vez que haya alguna modificación.

Para iniciar el programa es necesario abrir un terminal en el lugar donde se encuentra el mismo, escribir el comando *"python oxi.py"*. Esta instrucción es indistinta del SO utilizado. Con la salvedad de que en Linux es posible ejecutar con privilegios de administrador solo con anteponer la orden *"sudo"*, evitando los inconvenientes que pueden surgir al intentar abrir el puerto de comunicación. Si el dispositivo es detectado correctamente, se inicia la interfaz y se pasa a la etapa de inicio de la transmisión.

En el inicio de la transmisión se envía desde la rutina un bit para que el dispositivo comience a transmitir las muestras tomadas del sensor. Luego se pasa a la etapa de lectura de datos, donde se espera la llegada de determinada cantidad de pares de muestras. Para que se pueda distinguir a qué longitud de onda pertenecen, se le agrega un bit de identificación. Es decir, que al comienzo de cada transmisión se manda este para marcar el orden de transferencia. Siempre se envía primero la muestra de la señal

infrarroja, luego de la roja. A continuación, si se habilitó la opción de guardar un registro estos valores se guardan en el mismo. Sino pasan directamente a la etapa de filtrado. Donde se le aplica un filtro pasabajos con un ancho de banda de 15 Hz, suficiente para la señal PPG como se explica más adelante. Hasta no contar con un mínimo de 1 segundo de las señales no se realiza ningún tipo de procesamiento. Ya que no tiene sentido analizar el comportamiento hasta no tener al menos un ciclo. Cumplida esta condición y cada 900 muestras se las procesan para obtener los valores buscados. Si bien no se realiza ninguna operación sobre las señales de forma continua la presentación en pantalla se hace en tiempo real. Donde la velocidad de actualización de la ventana es configurada para mejorar la visualización. Esto se realiza teniendo en cuenta la frecuencia de muestreo de la señal. Es decir, dependiendo del número de muestras por segundo se toma una cantidad fija para ir refrescando la ventana de presentación. Buscando lograr un efecto de suavidad en la presentación de las señales sin comprometer los recursos de hardware. Esto continúa hasta finalizar la ejecución del programa, en esta instancia se finaliza la transmisión de datos y se cierra el puerto de comunicación.

3.7.6 Ancho de banda PPG

Para extraer la información necesaria en el cálculo de la saturación de oxígeno, se necesita conocer la amplitud de las señales. Cualquier tipo de alteración en la morfología tendrá un impacto directo en las mediciones buscadas. Por lo tanto, es necesario eliminar cualquier impureza que pueda estar presente. Uno de los principales problemas es el ruido introducido por la red eléctrica, donde la frecuencia de línea contamina fuertemente la onda.

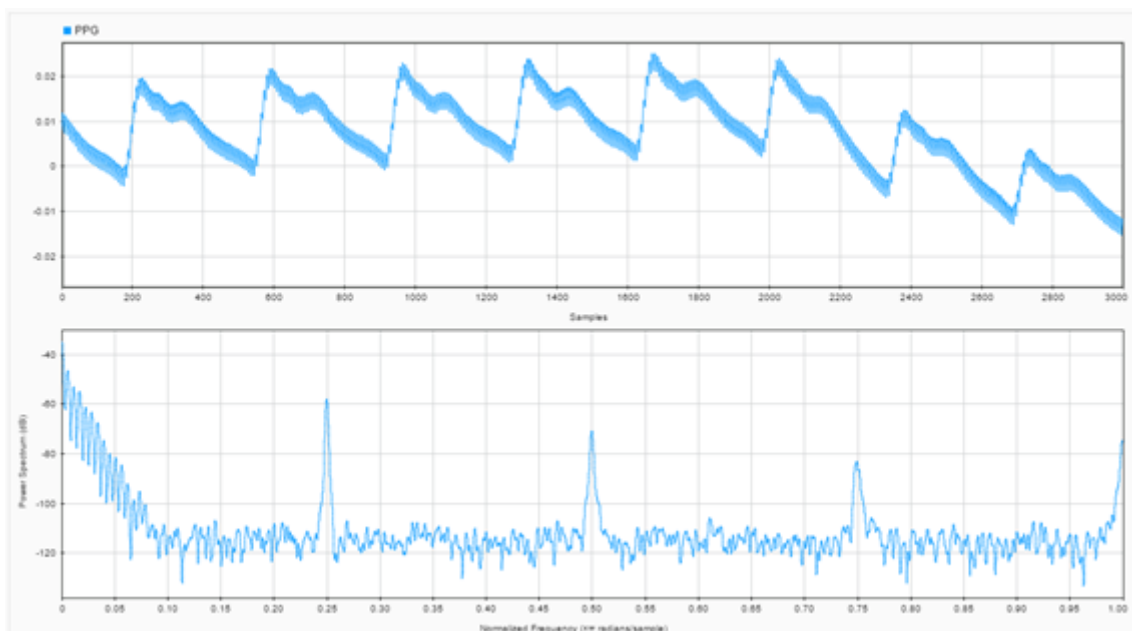


Fig. 3.39 Señal PPG sin filtrar

En Fig. 3.37 se puede apreciar una adquisición de 3000 muestras con una frecuencia de muestreo de 400 Hz, donde se observa el efecto provocado por la frecuencia de línea y sus armónicos. En este caso la componente en 0.25 (50 Hz) tiene una amplitud de solo 20 dB por debajo del espectro de interés. Por esta razón, es ineludible la utilización de un filtrado, que a priori elimine todas las componentes contaminantes. Esto se podría lograr utilizando filtros aguja (*notch*) en cada una de ellas, pero requeriría de un alto costo computacional a causa del orden de estos. Es así que se optó por ahondar en el ancho de banda de la señal PPG, es decir, determinar hasta qué frecuencia existe información útil.

Las pulsaciones cardiacas pueden alcanzar un máximo de 220 latidos por minuto, que se traducen en poco más de 3.5 Hz, dando una aproximación del ancho de banda. Sin embargo, es posible que existan componentes por encima de este valor dependiendo del estado del sistema circulatorio.

Diversos trabajos indican que un ancho de banda de 5 Hz es suficiente para estimar la saturación de oxígeno (*Brouse 2014*), pero pueden existir pérdidas de información en la región dícrota de la onda donde se encuentran las componentes de mayor frecuencia. Por este motivo, en el proyecto se utiliza un pasabajos en 15 Hz de orden 50. Logrando una atenuación máxima a los 40 Hz y disminuyendo en 70 dB a las componentes indeseadas. Además de mejorar significativamente la visualización de la señal como se observa en la Fig. 3.38.

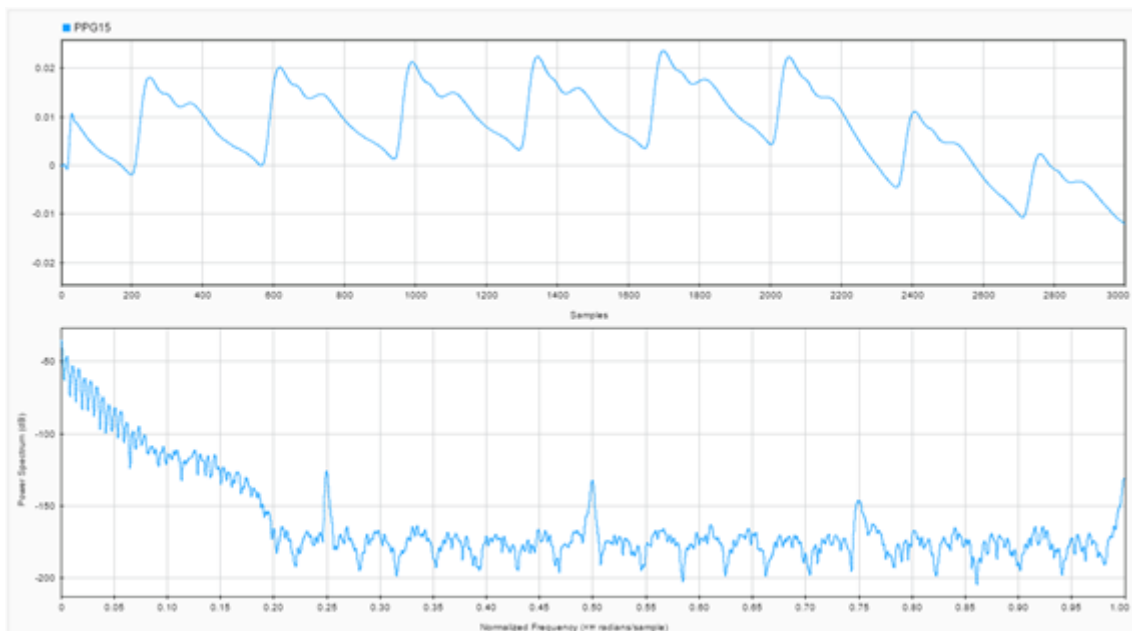


Fig. 3.40 Señal PPG filtrada

Capítulo 4

4 Implementación

4.1 Introducción

En el capítulo anterior se mencionó el desarrollo de todas las etapas involucradas en el hardware de este proyecto. Las mismas fueron diseñadas y corroboradas, verificando los resultados de cada etapa por separado, para luego, ensamblarlas y conectarlas entre sí.

4.2 Transformador Toroidal

Para la elección del tipo de toroide utilizado, se sometieron distintos tipos de núcleos reciclados, como se observan en la Fig. 4.1.

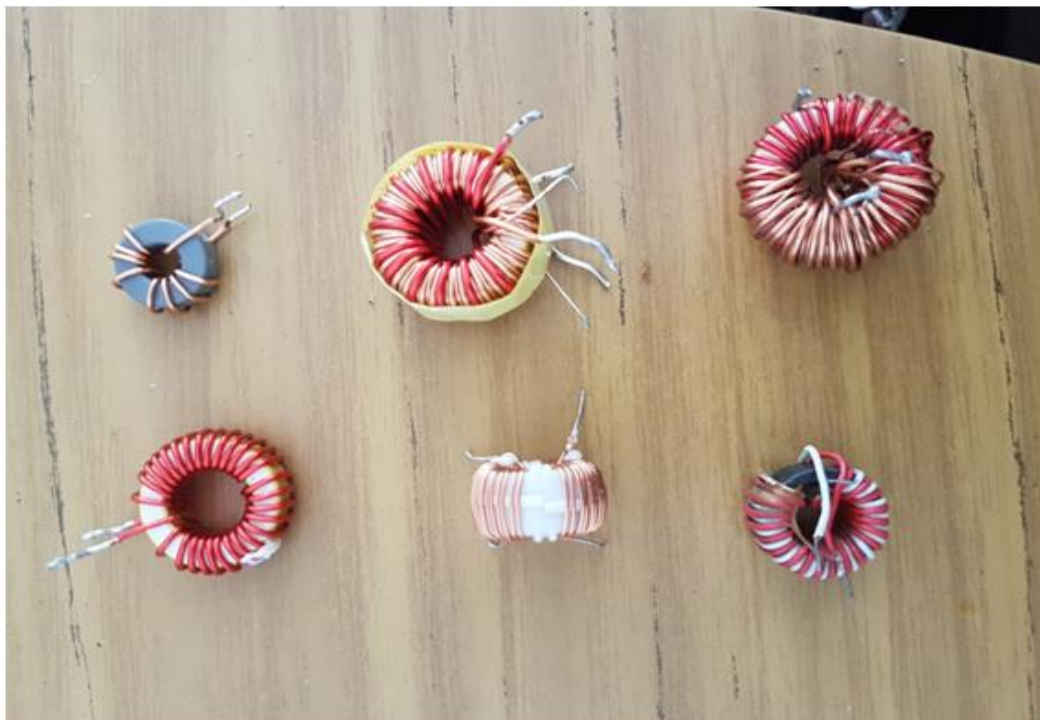


Fig. 4.1 Núcleos toroidales

Como se explicó en la sección 3.2.4, la principal característica que tendría que cumplir el transformador de pulso requerido es suministrar una corriente constante en el secundario de por lo menos 150 mA, para poder alimentar las etapas siguientes. La caracterización del núcleo se llevó a cabo arrojando como resultado lo que se observa en la tabla 4.1. Los valores mostrados se corresponden a distintos tipos de carga puramente resistivas en el secundario del transformador (RL), distintos rangos de frecuencia en la señal pulsada aplicada al primario del transformador (F) y una relación de vueltas constante entre el primario y el secundario (N2/N1). Con el objetivo de analizar la corriente de salida en el secundario del transformador, que cumpla con el requisito mencionado anteriormente, y que mantenga un nivel de tensión constante a la salida y mayor a 5v para poder alimentar a la etapa de regulación.

F (kHz)	N1	N2	RL (OHM)	Vout (V)	Io (mA)
28-34	13	18	28	5.6	207
28-34	13	18	1000000	10	0.01
35-40	13	18	28	5.1	182
35-40	13	18	1000000	10	0.01
50-60	13	18	28	4.5	160
50-60	13	18	1000000	10	0.01
70-80	13	18	28	4.1	146
70-80	13	18	1000000	10	0.01
80-100	13	18	28	3.9	140
80-100	13	18	1000000	10	0.01

Tabla 4.1 Caracterización del núcleo toroidal

Como se puede visualizar en la tabla 4.1, el valor que mejor se ajusta a nuestras necesidades, es la primer fila, correspondiente a una onda pulsada de aproximadamente 30 kHz, aplicada en el primario del transformador. La Fig. 4.2, muestra la señal en el bobinado primario y secundario, utilizando un osciloscopio. Para el canal uno (onda amarilla), y para el canal dos (onda azul).

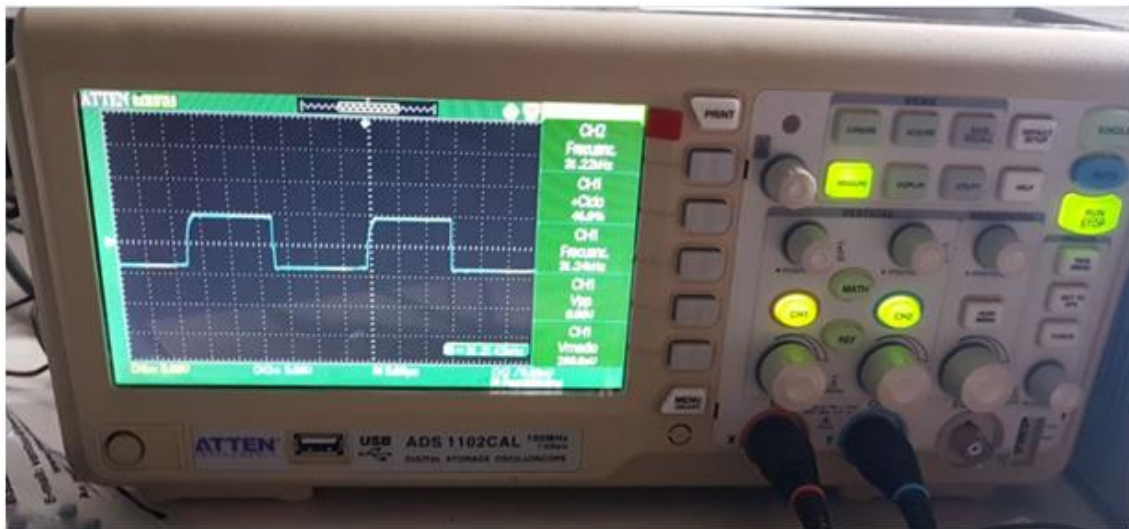


Fig. 4.2 Ondas en el primario y secundario del transformador de pulso

Para la señal mostrada, se puede apreciar que la señal mantiene tanto en el primario como en el secundario el mismo ciclo de trabajo, aproximadamente al 47% y una frecuencia para este caso de 31,24 kHz cuando se le aplica una onda pulsada de 9 Vpp, con una fuente externa, al oscilador diseñado con el 555, mostrado en la sección 3.2.1.

4.3 Etapa de Aislación Óptica

Con el diseño mostrado en la sección 3.6, para los optoacopladores 6N137, fue necesario conocer cómo responden a las distintas velocidades de las señales de comunicación que componen al Bus SPI. Por este motivo, la medición se centró en conocer la respuesta para la señal de mayor frecuencia (el peor caso), que está dada por la señal de reloj (SCLK) del SPI, la misma ronda los 1.4Mhz. En la Fig. 4.3, se pueden observar las señales medidas con el osciloscopio, en la entrada de un optoacoplador (canal uno, señal amarilla), y la salida del mismo (canal dos, señal azul). Nótese que la señal en canal dos,

está desfasada 180° aproximadamente con respecto a la señal en la entrada, a causa de la salida por colector del CI6N137.

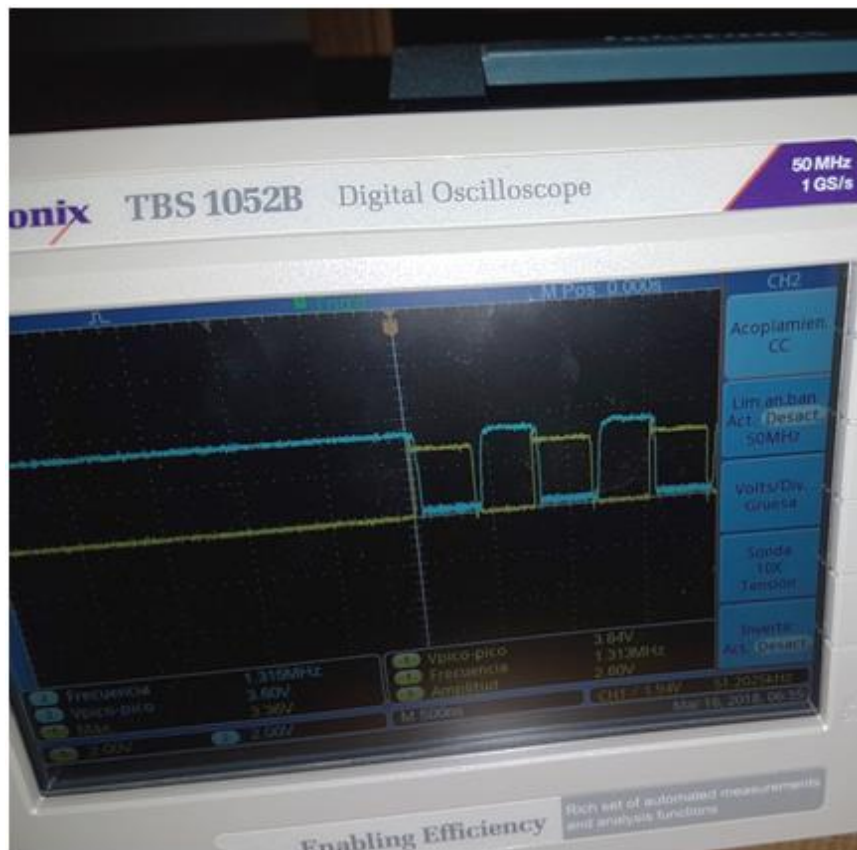


Fig. 4.3 Señales de entrada y salida del optoacoplador (CI6N137).

El desfase de la señal, fue solucionada empleando los inversores NOT, 74LS04 explicados en la sección 3.6. La respuesta de los mismos se puede observar en la Fig. 4.4. En la misma se ha conectado un osciloscopio con el canal uno en la señal de salida de uno de los optoacopladores CI6N137 (señal amarilla), y el canal dos, en la entrada de una de las compuertas del inversor CI74LS04 (señal azul). Nótese que la señal optoacoplada, queda aproximadamente en fase con la señal original.

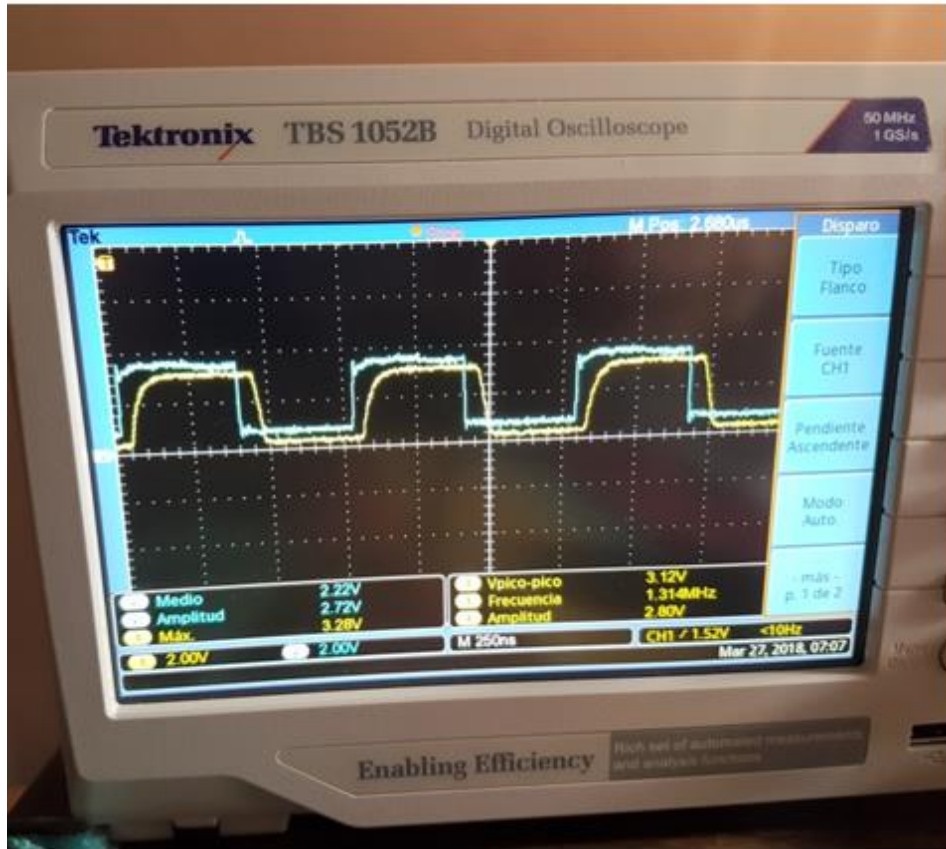


Fig. 4.4 Señales original (entrada del inversor CI74LS04) y salida del optoacoplador (CI6N137).

4.4 Fabricación PCB

Una vez verificada la respuesta de cada etapa individualmente y en su conjunto, se procedió a armar el circuito impreso, basado en el diseño del PCB que se muestra en la Fig. 4.5 y la máscara de componentes en la Fig. 4.6.

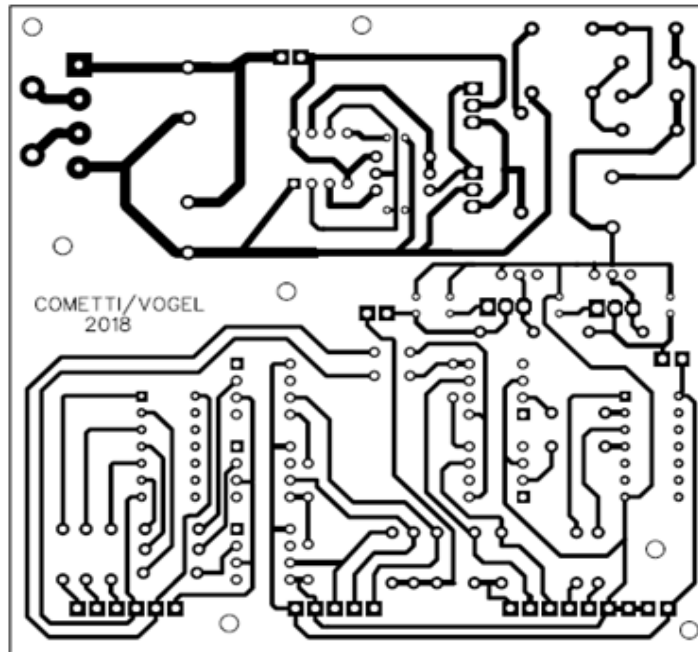


Fig. 4.5 Diseño de Pistas del PCB

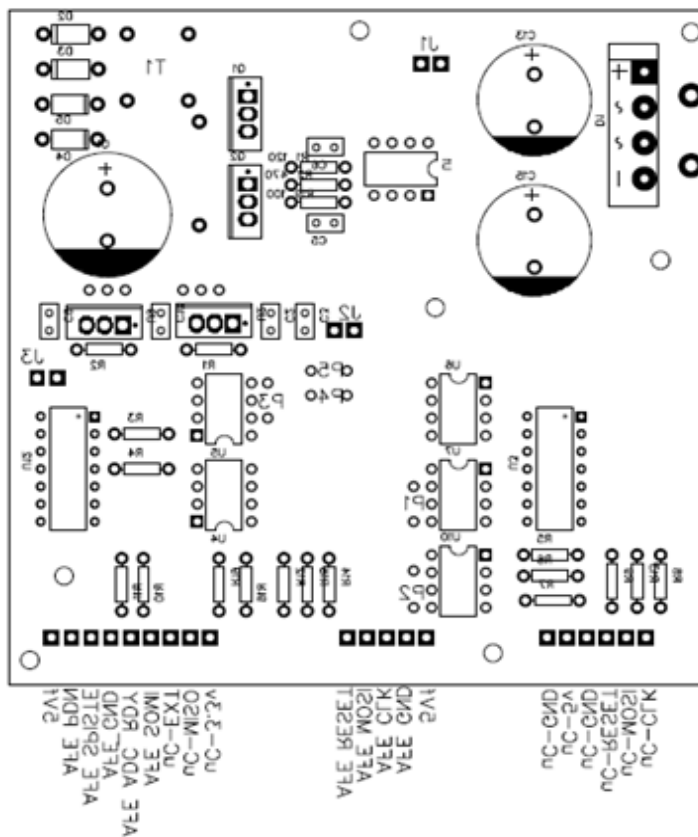


Fig. 4.6 Diseño de la máscara de componentes

Una vez impreso el diseño, se procedió a transferir el tóner, por medio de calor, a una placa de Pertinax de 10Cm x 10Cm, como muestra la Fig. 4.7. Posteriormente, se dejó la

placa en ácido (Percloruro Férrico), para eliminar el excedente de cobre no utilizado en la placa de Pertinax. La misma fue sometida al ácido durante unos 25 minutos aproximadamente, situación mostrada en la Fig. 4.8.

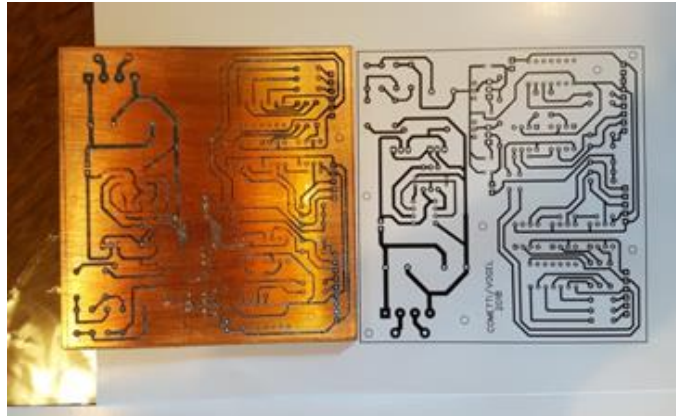


Fig. 4.7 Transferencia de tóner al cobre



Fig. 4.8 Placa de pertinax en cloruro férrico

Luego del finalizado de la etapa del cobre, se procedió a agujerear la placa, para el montaje de los componentes. Las Fig. 4.9 y 4.10, muestran los resultados de la placa con los agujeros hechos, y el montaje final con los componentes soldados respectivamente.

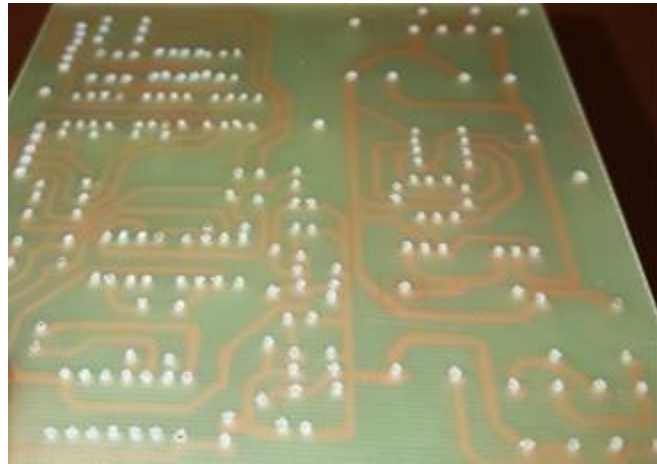


Fig. 4.9 Proceso de agujereado de la placa de pertinax

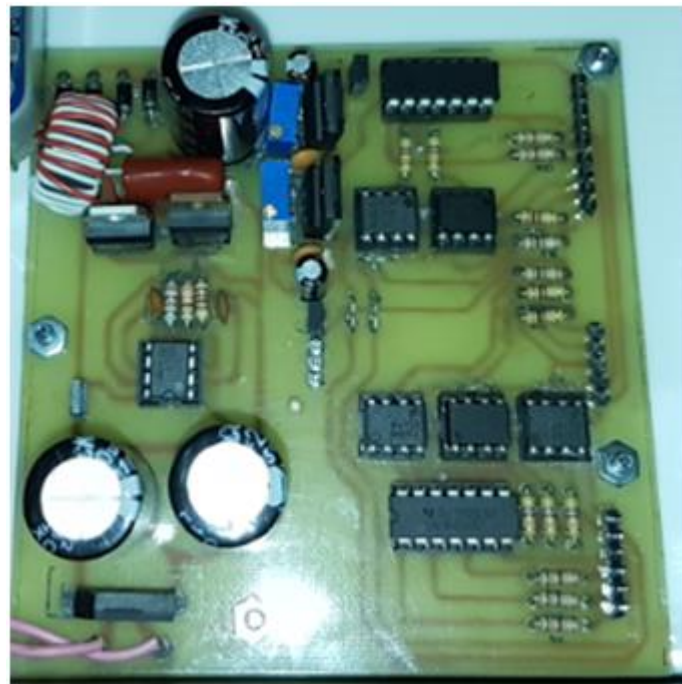


Fig. 4.10 Montaje final del PCB diseñado

4.5 Montaje final en gabinete

El prototipo terminado fue montado en un gabinete universal. Se agregó un interruptor de encendido, leds indicadores, un selector de ganancia y se fijaron los conectores necesarios. En la parte frontal se encuentra la conexión para el sensor (DB9) y la de datos (USB). En la trasera se encuentran la alimentación de 220 V, un toma tipo B y la conexión de alimentación/debug para el kit de desarrollo discovery.

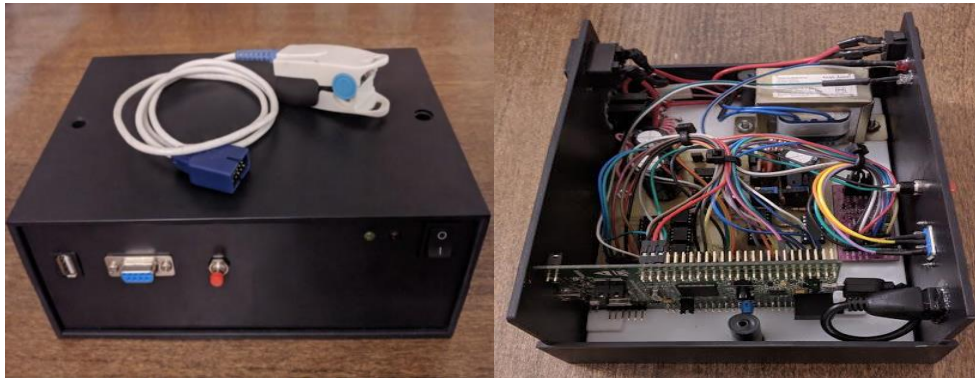


Fig. 4.11 Montaje del prototipo en gabinete

4.6 Software y presentación de señales

Como se detalló, la rutina del programa fue escrita en el lenguaje Python corriendo sobre el sistema operativo Linux. El motivo de elegir este sistema operativo viene dado por la facilidad para depurar el código. Al abrir puertos de comunicación USB en Windows, suelen aparecer errores debidos a las políticas de privacidad y permisos. Esto en Linux es corregible con facilidad ejecutando la rutina con permisos de administrador.

Una vez ejecutado el programa, se muestra una ventana (Fig. 4.12) en la que se tienen los subgráficos para ambas señales. Identificadas y con las etiquetas correspondientes en sus ejes.

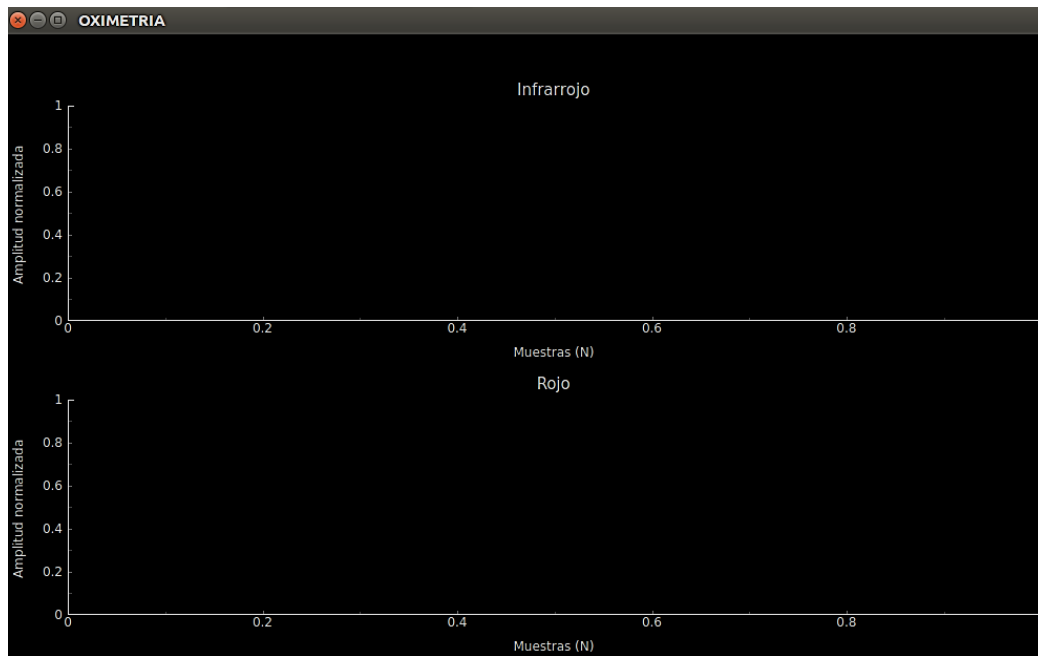


Fig. 4.12 Interfaz del software

Luego de establecida correctamente la comunicación entre el dispositivo y la PC, la ventana comienza a presentar las señales. Además, se ofrecen en pantalla los valores de frecuencia cardiaca (BPM), nivel de saturación de oxígeno (SPO2) y el índice de perfusión (IP).

4.7 Ecuación para el cálculo de la saturación de oxígeno

Para el cálculo de SPO2 es necesario definir una curva de calibración. Como ya se explicó en párrafos anteriores, la saturación se obtiene indirectamente del cociente entre las amplitudes de las señales provenientes de cada longitud de onda. Por lo tanto, es necesario encontrar una relación entre este cociente y el valor a medir.

Existen gráficas empíricas que determinan esta relación, las cuales dependen del método de calibración utilizado y del fabricante del sensor.

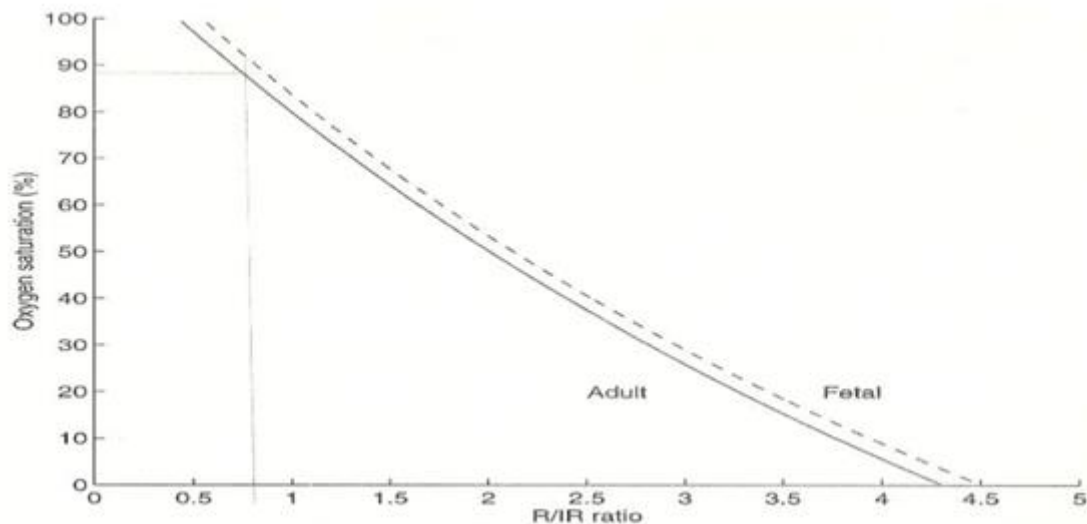


Fig. 4.13 Relación entre el cociente R/IR y SPO2

Para el caso de los sensores Nellcor la calibración se desprende de la información que ofrece la Fig 4.13. Donde se linealiza para la zona de interés, es decir para un rango de entre 100% a 70%. Obteniendo una recta de calibración en función de la relación R.

$$SPO2 = 110.3 - 25 \times R \quad (4.0)$$

Con esta ecuación se calcula el nivel de saturación a través de la rutina implementada en Python.

4.8 Resultados

Se muestran mediciones (Fig. 4.14 y 4.15) realizadas sobre diferentes sujetos. Como se puede observar, la morfología de las señales varía, como es lo esperado, debido a las diferentes condiciones fisiológicas de cada individuo.

La Fig. 4.14 pertenece a un hombre, no fumador, sedentario de 28 años. A su vez, la Fig. 4.15 corresponde a una mujer, fumadora pasiva, sedentaria de 25 años. Donde, además de observar una mayor frecuencia cardiaca en la mujer, que es normal, también se aprecia diferencia en la morfología de la señal. Esta discrepancia es la que se asocia con el tono vascular del sistema circulatorio.

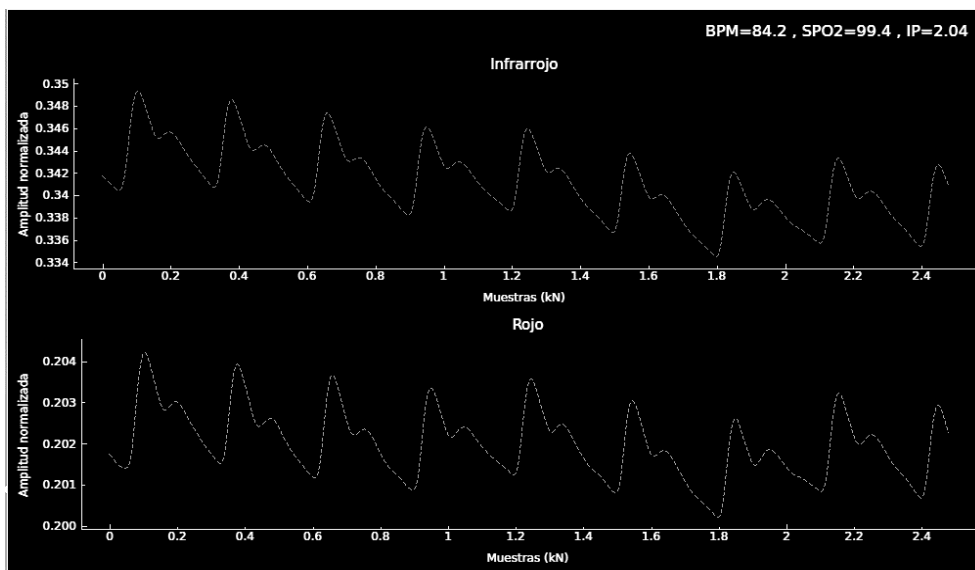


Fig. 4.14 PPG hombre 28 años

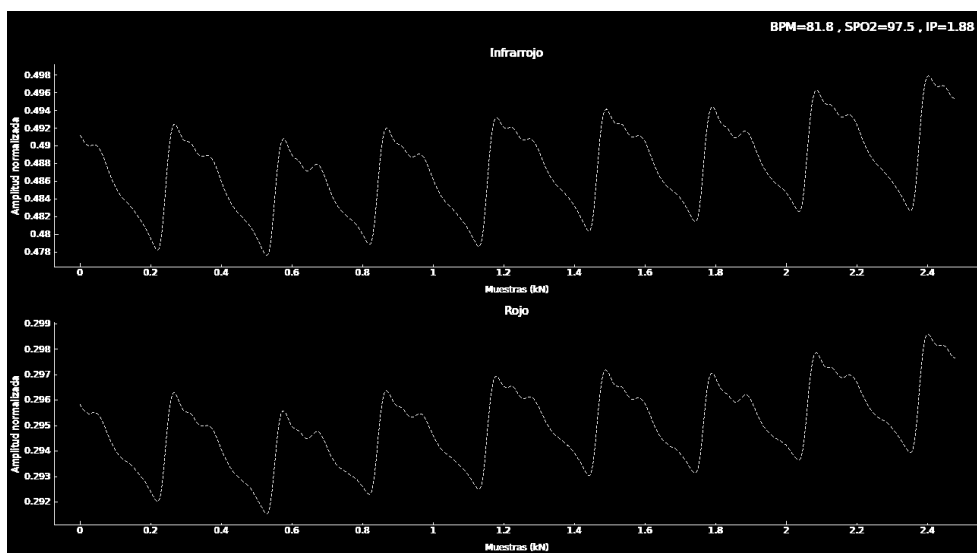


Fig. 4.15 PPG mujer 25 años

El análisis de estas señales supera el alcance del presente proyecto, pero el software desarrollado ofrece la posibilidad de su exportación para su procesamiento en programas externos. Se espera que los datos obtenidos permitan una cuantificación de diversas variables relacionadas con el sistema circulatorio y vascular, a través de la futura adquisición sistemática de señales en pacientes con diversas condiciones.

4.9 Pruebas

Con el fin de verificar la calibración realizada, se somete al dispositivo a distintas pruebas. Comparando los valores de saturación de oxígeno arrojados en cada medición. Es de esperar que no sean exactos por otros motivos además de la calibración. El punto donde se toma la medición es un factor importante. No es posible realizarla en el mismo lugar por el formato de los sensores.

4.9.1 Prueba 1: FingerSims™

Este sistema de prueba para oxímetros es capaz de simular diferentes condiciones de absorción de la luz. Permitiendo verificar el funcionamiento tanto del equipo como del sensor. El sistema de testeo consta de tres FingerSims que contienen en su interior un fluido cuya concentración determina un valor preciso de SPO₂.

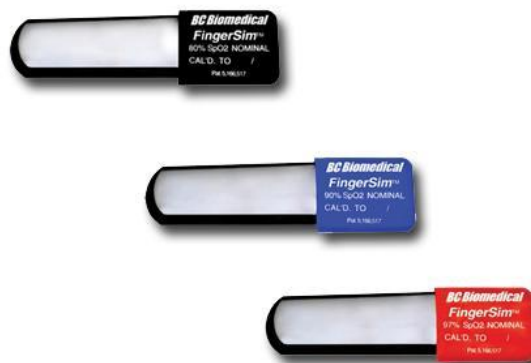


Fig. 4.16 FingerSims

Los valores preestablecidos de SPO2 son Negro - 80%, Azul - 90%, Rojo - 97%. Se puso a prueba el prototipo para evaluar la calibración con esta herramienta.

SPO2 FingerSims™	SPO 2 Prototipo
80	81,7
90	85,6
97	97,3

Tabla 4.2 Comparación con FingerSims

La mayor discrepancia se puede apreciar en 90%, algo poco usual ya que generalmente los oxímetros pierden precisión en valores menores a 85% por la linealización de la calibración. Sin embargo, esta diferencia se atribuye al envejecimiento de los FingerSims. Estos tienen una vida útil acotada según se explica en su datasheet.

4.9.2 Prueba 2: Oxímetro Nellcor™ Bedside

Otra prueba consistió en realizar mediciones en simultáneo con un oxímetro comercial de una marca líder en el mercado. Usando el mismo modelo de sensor en ambos dispositivos se tomaron mediciones en diferentes personas. Comparando las mismas, no se llegó a apreciar un error superior al 2% en los diferentes individuos. Un valor más que aceptable, en otros dispositivos comerciales el error se estima cercano al 3% para mediciones de SPO2 superiores al 85%.



Fig. 4.17 Nellcor Bedside

Individuo	SPO2 (variación porcentual)	BPM (variación porcentual)
Individuo 1	0.7 %	0.1 %
Individuo 2	1.4 %	0.5 %
Individuo 3	0.3 %	0.1 %
Individuo 4	0.5 %	0.4 %

Tabla 4.3 Comparación con Nellcor Bedside

Las discrepancias observadas en la tabla 4.3 al comparar las mediciones, pueden ser producto del procesamiento utilizado, los puntos de medición, o incluso el movimiento del individuo. Más allá de esto, la precisión no es un factor decisivo en el prototipo, lo que se busca es adquirir las señales para realizar un análisis cualitativo de la morfología. Por ello, es necesario un ancho de banda adecuado para evitar la deformación de la onda.

Los resultados, tanto las señales mostradas como los valores obtenidos de la saturación de oxígeno, evidencian que el equipo desarrollado cumple con los objetivos propuestos. En el futuro cercano, se utilizará el mismo para la adquisición masiva de señales en pacientes en diversas condiciones, y se analizarán con el objeto de descubrir la información que las mismas brindan acerca del sistema arterial. Así, en el futuro se espera haber aportado en el estado del arte del monitoreo no invasivo, especialmente en pacientes en estado crítico, en cirugía o con respiración asistida mecánicamente.

5 Conclusiones

El oxímetro de pulso diseñado en este proyecto permite monitorear la saturación de oxígeno en la sangre, el índice de perfusión y las pulsaciones por minuto (ritmo cardíaco). Durante el desarrollo, se hizo hincapié en la obtención de un producto que cumpliera con los requerimientos para poder operar en el entorno de un centro de salud. Así se incluyó en el diseño doble aislación galvánica para poder aislar totalmente al paciente de cualquier riesgo eléctrico.

El oxímetro así construido, debido a la frecuencia de muestreo utilizada y a la doble aislación mencionada anteriormente, permite adquirir señales y obtener gráficas de gran sensibilidad en cuanto a amplitud y muy bajo nivel de ruido, cuestiones fundamentales para un posterior procesamiento, extracción de descriptores y análisis de la morfología de la onda pletismográfica. A diferencia de la mayoría de los oxímetros comerciales, se logró la obtención de las curvas pletismográficas por separado de la radiación de la luz roja y la infrarroja.

Se hizo énfasis en poder obtener una base de datos de las mediciones tomadas con el equipo, para poder analizar las muestras con más detalles, o bien realizar una comparación de un mismo paciente en distintos estados fisiológicos, principalmente en vasoconstricción y vasodilatación.

La calibración del instrumento se realizó de acuerdo a la curva de saturación de oxígeno versus el cociente R y linealizada en el rango de interés para ser procesada por el software. Las pruebas comparativas realizadas al oxímetro diseñado, con respecto a modelos comerciales se llevaron a cabo en el HPC (Hospital Privado de Comunidad), utilizando un oxímetro de la marca Nellcor, con el cual, a través de mediciones realizadas a distintos individuos, se pudo determinar que el error con respecto a la medición de un equipo profesional, era inferior al 2% para la concentración de oxígeno y menor a 0.5% para la determinación del ritmo cardíaco.

Se proyecta que expertos en procesamiento de señales biomédicas trabajen con las señales obtenidas con el equipo desarrollado, de modo que se logre nuevo conocimiento en cuanto a la morfología de las curvas en diferentes estados fisiológicos. Se espera que este proyecto constituya un aporte significativo en el monitoreo de

pacientes ventilados mecánicamente, y especialmente bajo anestesia. Es deseable que a través de este trabajo se logre contribuir al estado del arte del cuidado no invasivo de pacientes, con el deseo de hacer mejor en el futuro la calidad de atención médica que todo ser humano merece.

Bibliografía

- [1] *Bioelectrónica, señales bioeléctricas*. José M. Ferrero Corral.
- [2] *Rapid interpretation of EKG's*. Dale Dubin.
- [3] http://www2.imse-cnm.csic.es/elec_esi/assignat/LME/pdf/temas/chapter1.pdf,
Accedido el 5 de Junio del 2018.
- [4] *Tratamiento de señales en tiempo discreto (2ª ED.)*. Alan V. Oppenheim; Ronald W. Schaffer; John R. Buck.
- [5] *Señales y sistemas (2ª ED.)*. Alan V. Oppenheim; Alan S. Willsky
- [6] <http://www.areatecnologia.com/electronica/optoacoplador.html>, Accedido el 2 de Mayo del 2018.
- [7] <https://www.vishay.com/docs/84732/6n137.pdf>, Accedido el 16 de Junio del 2018.
- [8] <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/sn54ls04-sp.pdf>, Accedido el 16 de Junio del 2018.
- [9] <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/afe4400.pdf>, Accedido el 3 de Julio del 2018.