

**MEDELEKTRA 2.0: SISTEMA DE ADQUISICIÓN Y PROCESAMIENTO DE
MÚLTIPLES SEÑALES BIOLÓGICAS.**

AUTORES:

Paula Fernanda Olaya García

DIRECTOR:

Catalina Alvarado Rojas, Ph.D.

CODIRECTOR:

Margarita Narducci, Ph.D.



**PONTIFICIA UNIVERSIDAD JAVERIANA
FACULTAD DE INGENIERÍA
DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA
BOGOTÁ D.C. JUNIO 2018**

Agradecimientos

Agradezco a Dios y a mi familia por su amor incondicional. Agradezco a las directoras por su paciencia y dedicación. También al Ingeniero Camilo Otálora por su colaboración. Y a mis compañeros de cubículo. Y a Pablo, siempre a él.

CONTENIDO

1. Introducción.....	7
2. Marco Teórico	8
2.1. Naturaleza Señales Biológicas	8
2.1.1. Pulso y Oxigenación de la sangre.....	8
2.1.2. Temperatura.....	9
2.1.3. EMG y ECG.....	9
2.2. Adquisición de Señales Biológicas	10
2.2.1. Pulso y Oxigenación de la sangre.....	10
2.2.2. Temperatura	12
2.2.3. EMG y ECG.....	12
2.3. Acondicionamiento de Señales Biológicas.....	13
2.3.1. Pulso y Oxigenación de la sangre.....	13
2.3.2. Temperatura	13
2.4. Procesamiento de Señales Biológicas.....	13
2.4.1. Pulso y Oxigenación de la sangre.....	13
2.4.2. Temperatura	15
2.4.3. EMG y ECG.....	15
3. Objetivo del Proyecto.....	16
3.1. Objetivos Específicos.....	16
3.2. Especificaciones y Limitaciones	16
4. Desarrollo.....	18
4.1. Descripción de solución.....	18
4.2. Adquisición analógica	18
4.2.1. Temperatura	18
Tipos de Sensores	18
Adaptación de la señal	19
Simulaciones	25
4.2.2. Pulso y Oxigenación de la sangre.....	25
Sensor	25
Adaptación de Señal.....	26
Simulación.....	33
4.3. Integración y Digitalización.....	34
4.4. Bloque de Visualización y Procesamiento	36
4.4.1. Procesamiento.....	36
4.4.1.1. Pulso y Oxigenación de la sangre	37
4.4.1.2. Temperatura	37
4.4.1.3. EMG	37
4.4.1.4. ECG	38

4.5.	Interfaz Gráfica	39
4.5.1.	Interfaz de visualización y registro en tiempo real.....	39
4.5.2.	Interfaz de visualización y procesamiento	40
4.5.2.1.	Base de datos.....	41
4.5.2.2.	Diseño Interfaz.....	41
5.	Protocolo de Pruebas	42
5.1.	Verificación experimental circuito.....	42
5.1.1.	Pulso y Oxigenación de la sangre.....	42
5.1.2.	Temperatura	42
5.1.3.	Digitalización	43
5.2.	Validación sistema de adquisición	43
5.2.1.	Pulso y Oxigenación de la sangre.....	43
5.2.2.	Temperatura	43
5.2.3.	Interfaz de visualización y procesamiento	43
6.	Resultados y Análisis.....	44
7.	Conclusiones y Trabajo futuro.....	52
	Bibliografía	54
	Anexos	56
	Anexo 1	56
	Anexo 2.....	57
	Anexo 3.....	57
	Anexo 4.....	58
	Anexo 5.....	61

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1. Absorción de sangre humana (oxihemoglobina, HbO ₂ y hemoglobina, Hb) vs longitud de onda de la luz. También se incluyen la capacidad de respuesta espectral del fotodiodo (PD) y los espectros de emisión normalizados de los LED (SFH 7050) [20].	11
Figura 2. Diagrama esquemático de la absorción de la luz mediante un pulsioxímetro. A) Comportamiento pulsátil y no de la señal. B) Vista transversal de las venas y arterias en el ciclo cardiaco. C) Radio de absorción.[22]	11
Figura 3. Diagrama de bloques general para adquisición de pulso y oxigenación de la sangre. [20]	13
Figura 4. A) Diagrama de Bloques para adquisición con un termistor. [25] B) Diagrama de bloques para adquisición con un RTD. [26]	13
Figura 5. Diagrama de bloques para procesamiento de pulso y oxigenación de la sangre. [21]	14
Figura 6. Diagrama general de procesamiento de señales EMG y ECG.	15
Figura 7. Diagrama de bloques general del sistema Medelektra 2.0.	18
Figura 8. Relación entre resistencia y temperatura para RTD y NTC especificados.	19
Figura 9. Diagrama de bloques general para el desarrollo del módulo de adquisición analógica de la señal de temperatura.	20
Figura 10. Configuración fuente de corriente para excitación del sensor NTC.	20
Figura 11. Configuración puente de Wheatstone para adaptación del sensor NTC unido al amplificador del voltaje diferencial.	21
Figura 12. Esquemático del filtro pasa bajas de segundo orden de 5Hz.	22
Figura 13. Respuesta en frecuencia de Filtro antialiasing de 5Hz. A) Mediante herramienta de simulación TINA. B) Mediante función de transferencia en Matlab®.	23
Figura 14. Esquemático de la etapa de amplificación y seguidor para salida al ADC.	24
Figura 15. Rango de valores de cada etapa del circuito para medición de temperatura.	24
Figura 16. Simulación mediante TINA-TI de cada etapa de acuerdo a la variación de resistencia del sensor NTC dada por la temperatura. A) Variación de: V _{adc} : Salida total del circuito, V _{diff} : Voltaje diferencial en el puente de Wheatston, V _{fil} : Voltaje a la salida del filtro, V _{out} : Voltaje Señal Amplificada. B) Variación de temperatura y la respectiva resistencia del NTC.	25
Figura 17. Sensor de pulsioximetria SFH7060. A) Vista superior del sensor. B) Esquemático del sensor con 3 leds verdes, 1 infrarrojo, 1 rojo y 1 fotodiodo.	26
Figura 18. Diagrama de tiempo con una frecuencia de muestreo de 500 Hz y ancho de pulso (tiempo de integración, tiempo de medición) de 220 μ s. [20]	26
Figura 19. Diagrama de bloques para adquisición de señal de pulso y oxigenación de la sangre. ...	27
Figura 20. Esquemático de la etapa de activación led rojo e infrarrojo.	27
Figura 21. Corriente del fotodiodo en relación con la irradiancia para cada longitud de onda. [35]	28
Figura 22. A) Circuito de transimpedancia con elementos parásitos. Bode del amplificador de transimpedancia: B) descompensado y con posible oscilación. C) Compensado con Cf. [37]	28
Figura 23. A) Circuito de amplificador de transimpedancia. B) Curva de Corriente a Voltaje del circuito.	29
Figura 24. A) Amplificador de corriente de señal de activación para etapa de sample and hold. B) Circuito de sample and hold para demodulación de señales de cada led. (VM1: Salida del seguidor, posterior a la demodulación).	30
Figura 25. Circuito de demodulación, filtrado y adaptación para digitalización de la señal de cada led.	31
Figura 26. Bode de los filtros diseñados para seleccionar AC y DC de la señal de cada led. A) Filtro pasa-bajas de 5Hz. B) Filtro pasa-altas de 0.5Hz. C) Filtro pasa banda conformado por los dos anteriores filtros de 0.5Hz-5Hz. D) Filtro pasa bajas para selección de DC de 0.3Hz.	32
Figura 27. Simulación de etapa de amplificador de transimpedancia. Se simula una corriente de onda cuadrada de 10 μ A con frecuencia de 500Hz y se observa a la salida del TIA, la amplificación de cuando la corriente es máxima el voltaje es 4V y cuando es mínima el voltaje es 1V.	33

Figura 28.A) Simulación de la etapa de modulación. Amarilla: Señal cuadrada para activación del MOSFET (Señal cuadrada a una frecuencia de 500Hz). Azul: Señal modulada importada en Matlab®. Roja y Verde: Sostenimiento de la señal. B. Simulación de filtrado DC y AC de la señal de S&H. Etapa de amplificación y sumador y seguidor salida.	34
Figura 29. Diagrama de estados de la adquisición de datos mediante el software de Matlab®.....	36
Figura 30. Diagrama de bloques para procesamiento y medición de pulso y oxigenación de la sangre.	37
Figura 31. Diagrama de bloques para procesamiento y sistema de alertas, a partir de la señal de voltaje del circuito de temperatura.	37
Figura 32. Diagrama de bloques para el procesamiento de la señal EMG.....	38
Figura 33. Diagrama de bloques para el procesamiento de la señal ECG.....	39
Figura 34. Interfaz Online para visualización, sistema de alerta y registro de las señales de temperatura, pulso y oxigenación de la sangre.....	40
Figura 35. Presentación Interfaz de visualización y procesamiento.....	41
Figura 36. Señales Activación LEDs. Azul: Señal de activación para led rojo. Naranja: Señal activación led infrarrojo.	44
Figura 37. Verificación de adaptación señales de activación del mosfet. La señal verde es la señal programada directamente desde Arduino, para que pasando por la etapa de amplificación de corriente realice la debida inversión de voltaje en el rango de frecuencia de 523Hz.....	45
Figura 38. Señales de salida de etapa transimpedancia y demodulación. La señal verde es la señal muestreada y sostenida cada que la señal de activación de mosfet lo indica.	45
Figura 39. Señales salidas analógicas del circuito de pulsioximetría. Amarilla: ACR, Verde: ACIR, Fucsia: DCR y Azul: DCIR.....	45
Figura 40. Barrido en frecuencia desde 10 mHz hasta 10 Hz, con duración de 50 s. Canal AC.	46
Figura 41. Barrido en frecuencia desde 0.1Hz hasta 1Hz, con duración de 50s. Canal DC.	46
Figura 42. Espectro de señal de salida del circuito conectando la entrada a tierra.	47
Figura 43. Barrido en frecuencia con frecuencia de inicio 10mHz hasta 10Hz con duración de 50s.	47
Figura 44. Espectro de señal de salida del circuito conectando la entrada a tierra. La diferencia en dB entre el nivel de 0 dB y el pico superior del ruido es de 49.8dB.	48
Figura 45. Curva de calibración de la saturación respecto al radio.....	49
Figura 46. Adquisición de dos señales de 2Hz, 1 Hz y un DC de 3.1 V. Submuestreo en el sistema.	49
Figura 47. ASCENSO: Medición del sensor en cámara climática programada para aumentar su temperatura de 31°C hasta 45°C en pasos de 0.1°C. Cada salto de grado se demoraba 5 minutos, para un total alrededor de 75 minutos, es decir, 4500s.	50
Figura 48. DESCENSO. Medición del sensor en cámara climática ante el descenso de temperatura de esta. Desde 45°C hasta 27°C.	50

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1. Niveles normales de medición de pulso y oxigenación de la sangre. [8].....	8
Tabla 2. Tiempo de supervivencia después del inicio de falta de oxígenos en órganos claves.	8
Tabla 3. Rangos de temperatura tomados en diferentes partes del cuerpo.....	9
Tabla 4. Rangos de frecuencia y amplitud para la señal EMG y ECG.	10
Tabla 5. Métodos de adquisición de pulso cardiaco.....	10
Tabla 6. Métodos de medición de oxigenación de la sangre. [22]	10
Tabla 7. Descripción de métodos para adquisición de la temperatura corporal. [10]	12
Tabla 8. Ejemplos de preprocesamiento, extracción de características y modelos de aprendizaje para cada señal.	15
Tabla 9. Sensores de Temperatura disponibles en el mercado con sus especificaciones.	19
Tabla 10. Especificaciones y consideraciones de los componentes para fuente de corriente.	21
Tabla 11. Características eléctricas del amplificador instrumental INA128.	22
Tabla 12. Características eléctricas del amplificador instrumental INA826.	24
Tabla 13. Rango de frecuencia de las señales a digitalizar.	35
Tabla 14. Valores de Voltaje salida y ganancia en modo común y diferencial para hallar el respectivo CMRR.....	47
Tabla 15. Comparación de valores teóricos, experimentales, simulados y entregados por el sistema total.....	48

Capítulo 1

1. Introducción

Las cinco enfermedades con mayor tasa de mortalidad en la actualidad según la Organización Mundial de la Salud son: la cardiopatía isquémica (12.8%), afección cerebrovascular (10.8%), infecciones de las vías respiratorias inferiores (6.1%), enfermedad pulmonar obstructiva crónica (5.8%) y enfermedades diarreicas (4.3%) [1]. Estas enfermedades tienen en común la necesidad de atención médica urgente y especializada, al momento de diagnóstico. Posteriormente, requieren seguimiento continuo del paciente, asegurando así el control de dicha enfermedad. Por lo tanto, con el fin de reducir la tasa de mortalidad causada por dichas enfermedades, es primordial mejorar las herramientas de diagnóstico y monitoreo. Para esto, es necesario disponer no sólo de sistemas de registro, sino de procesamiento y análisis de variables anatómicas y fisiológicas, que puedan ampliar el conocimiento de métodos de prevención y tratamiento de las enfermedades. Esta etapa que permite obtener conclusiones sobre la evolución del estado de la persona presenta también diversos desafíos. Ya que, una vez las señales analógicas son adquiridas, estas deben analizarse de manera automática y en tiempo real, en dispositivos digitales como computadores, celulares, etc.[2]. Reconociendo la importancia de desarrollo de estas herramientas se está invirtiendo para su desarrollo, por ejemplo, para el año 2017 el Ministerio de Salud de Colombia asignó \$11.430.448.663 COP para dotación de equipo médico [3].

Trayendo la problemática a un ambiente más cercano, el énfasis de bioingeniería de la carrera de ingeniería electrónica de la Pontificia Universidad Javeriana cuenta con plataformas de adquisición de múltiples señales biológicas, donde no se conocen sus características de diseño, por lo tanto, no están calibrados los módulos, dificultando su uso y no son adaptables a las necesidades de los estudiantes de estas clases. Por ejemplo, e-health es una herramienta con sensores de bajo costo, la cual no permite modificaciones y presenta vacíos desde el fabricante en el código, además no presenta opción de procesamiento y análisis de estas variables, limitando al estudiante. Así que se ve la necesidad de diseñar sistemas donde el usuario tenga contacto directo con esquemáticos y especificaciones de desarrollo, para asimismo realizar ajustes y adaptarlo a necesidades determinadas, y también que se pueda conectar a un software accesible en la universidad para procesar estas señales. Dado esto, este proyecto es la continuación de [4] , en el cual se desarrolló un módulo de monitoreo de señales biológicas, MedElektra 1.0., incluyendo resistencia galvánica, electrocardiografía, electromiografía y actividad corporal. Por lo tanto, se busca implementar otros módulos de adquisición de señales analógicas de temperatura, pulso y oxigenación de la sangre y una herramienta de visualización y procesamiento para estas señales y señales mioeléctricas (EMG) y cardiacas (ECG), para poco a poco ir desarrollando una plataforma completa y eficiente.

El proceso de desarrollo es mostrado detalladamente. Inicialmente, en Marco Teórico se presentan el origen de las señales biomédicas de interés, así como los métodos de adquisición, acondicionamiento y procesamiento digital. Posteriormente, se describe el diseño de los circuitos de acondicionamiento de las señales de temperatura, pulso y oxigenación de la sangre, y su debida digitalización, utilizados en este trabajo. Posteriormente se describe el proceso de procesamiento y visualización de estas señales en conjunto con señales EMG y ECG. Se presentan los protocolos de prueba para verificar y evaluar el sistema con sus respectivos resultados y análisis. Finalmente, se concluye y presenta trabajo futuro para mejora del sistema.

Capítulo 2

2. Marco Teórico

2.1. Naturaleza Señales Biológicas

2.1.1. Pulso y Oxigenación de la sangre

El pulso y la oxigenación de la sangre son medidas vitales para conocer el estado de salud de un paciente. La frecuencia de bombeo de sangre desde el corazón, durante un minuto, se denomina frecuencia del pulso y la saturación de oxígeno es un indicador del transporte de oxígeno en el cuerpo y advierte si se está suministrando suficiente de este al cuerpo. Ambas medidas permiten observar el estado de la función cardiorrespiratoria e identificar anomalías [5].

La hemoglobina es la proteína presente en el torrente sanguíneo y es el pigmento respiratorio contenido en los glóbulos rojos ya que, al enlazarse con las cuatro moléculas de O₂ (oxihemoglobina), se torna de tono rojo escarlata (color sangre de arterias) y al no tenerlas (desoxihemoglobina) se vuelve rojo oscuro, que es el color que caracteriza a la sangre de las venas. Acerca del 97% del oxígeno es concentrado en la hemoglobina y el 3% es en el plasma. Por lo tanto, SaO₂ (saturación de oxígeno en la sangre) es la relación entre cantidad de oxihemoglobina y la totalidad de hemoglobina (oxigenada + desoxigenada) [6].

El corazón recibe las dos circulaciones, la sangre venosa (poco oxigenada) se mueve desde el corazón hacia los pulmones, para ser oxigenada y la circulación sistémica que la distribuye a las diferentes células del cuerpo a través de los vasos sanguíneos [7]. El pulso es la onda creada a partir de la fuerza y la expansión de los vasos sanguíneos llenados a través de la sangre de la arteria aorta. Los valores de normalidad para un ser humano se presentan en la Tabla 1 y a través de estos se puede definir que la frecuencia de la señal con la que se trabajará estará en el rango de (40-140)ppm, aproximando (0-2.5)Hz.

Señal	Recién Nacidos	Niños	Adultos	Ancianos
Pulso	130-140 ppm	80-100 ppm	72-90ppm	<60ppm
SaO ₂	95-100% (75 a 100 mmHg)			

Tabla 1. Niveles normales de medición de pulso y oxigenación de la sangre. [8]

Una vez se conoce el origen biológico de estas señales y sus rangos de normalidad, se debe reconocer la importancia en el ser humano para medirlas. La medición de estas señales es fundamental para determinar el estado de salud de la persona y detectar posibles alteraciones. Por ejemplo, la falta de oxígeno (anoxia) genera daño irreversible en el tejido celular, en especial a los tejidos que tienen un alto índice metabólico, ej. el corazón y el sistema nervioso. En la Tabla 2 se mostrarán los tejidos y el tiempo en ser afectados por falta de oxígeno. Por otro lado, la “*The Society of Thoracic Surgeons*” define cinco enfermedades del corazón que se pueden identificar a través del pulso: taquicardia (ritmo cardíaco rápido en reposo >100 ppm), bradicardia (ritmo cardíaco lento en reposo <60ppm), arritmias supra ventriculares (ritmos anormales que se originan en las cámaras superiores del corazón), arritmias ventriculares (arritmias que se originan en las cámaras inferiores del corazón) y bradiarritmias (ritmos lentos del corazón que generalmente están causados por una enfermedad en el sistema de conducción del corazón)[9]. En conclusión, es vital el desarrollo de sistemas cada vez más precisos, no invasivos, portátiles y accesibles para la medición de estas señales.

Órgano	Tiempo de supervivencia después del inicio de la anoxia
Corteza cerebral	Menos de 1 min
Corazón	5 min
Hígado y Riñón	10 min
Músculo esquelético	2 h

Tabla 2. Tiempo de supervivencia después del inicio de falta de oxígenos en órganos claves.

2.1.2. Temperatura

La temperatura es una magnitud física que expresa el grado o nivel de calor de un cuerpo. Para establecer una escala de temperatura, es decir, para asignar un valor numérico a una temperatura, se debe elegir una propiedad de un elemento o cuerpo, que tenga al menos una propiedad inherente que varía con la temperatura según una relación de la forma $T = f(x)$, donde T es la temperatura del cuerpo en el valor x de la propiedad elegida. La creación de estas escalas se ha basado en el principio de cuando dos cuerpos aislados entran en contacto, varían su temperatura hasta que alcanzan equilibrio térmico. En ese sentido, la primera escala creada fue la Fahrenheit para un valor 32°F de agua congelada y en estado de ebullición 212°F. Mientras que Celsius asignó para el primer estado 0°C y para el segundo 100°C. [10]

El cuerpo humano tiene un sistema de regulación de temperatura situado en el hipotálamo. La temperatura corporal normal fluctúa alrededor del valor de $37 \pm 5^\circ \text{C}$ (98.6°F), pero varios factores pueden afectar este valor, por lo tanto, cuando la temperatura sobrepasa este nivel se activan mecanismos como vasodilatación, hiperventilación y sudoración que promueven la pérdida de calor, o si la temperatura cae por debajo de este nivel se activan mecanismos como aumento del metabolismo y contracciones espasmódicas que producen los escalofríos [11], en Tabla 3 se muestran los valores de normalidad y parte del cuerpo donde fueron tomados dichos valores. La información sobre la temperatura corporal se transmite a través del torrente sanguíneo al cerebro y da como resultado ajustes compensatorios en la frecuencia respiratoria, el nivel de azúcar en la sangre y la tasa metabólica. La meseta homeostática es el rango "normal" de un ser humano. A medida que se aborda cualquiera de los dos extremos, se genera una acción correctiva que devuelve al sistema al rango normal.

Estado	Temperatura	Lugar de medición
Hipotermia [12]	$<35^\circ \text{C}$ (muerte $<31^\circ \text{C}$)	-
Normal [13]	$36.7^\circ \text{C} - 37.5^\circ \text{C}$	Recto
	$35.5^\circ \text{C} - 37.5^\circ \text{C}$	Tímpano
	$35.5^\circ \text{C} - 37.0^\circ \text{C}$	Axila
	$35.7^\circ \text{C} - 37.7^\circ \text{C}$	Oral
Fiebre [14]	$37.5^\circ \text{C} - 40^\circ \text{C}$	Axila
Hipertermia [15]	$>40^\circ \text{C}$ (muerte $>43^\circ \text{C}$)	Core

Tabla 3. Rangos de temperatura tomados en diferentes partes del cuerpo.

De acuerdo con esto, la medición de temperatura es vital para analizar la capacidad homeostática y el estado del paciente. Y en dado caso que esté fallando el sistema de regulación se puede detectar problemas en el sistema central nervioso. Los valores de normalidad para un ser humano son: 36.5°C a 37.3°C (97.8°F a 99.1°F), en promedio de 37°C (98.6°F). Para valores mayores a este se considera que la persona tiene fiebre, síntoma indicador de infecciones en el cuerpo [16], o si son menores tiene hipotermia. La variación de temperatura en estado normal es muy lenta, siendo una señal casi DC.

2.1.3. EMG y ECG

La electrocardiografía (ECG) y la electromiografía (EMG) corresponden al registro eléctrico de una contracción muscular, en el corazón y músculo, respectivamente. El EMG permite diagnosticar patologías que afectan al Sistema Nervioso Periférico, como alteraciones funcionales de las raíces nerviosas, los plexos y los troncos nerviosos periféricos, así como de patologías del músculo y de la unión neuromuscular [17]. Por su parte, el ECG detecta anomalías tales como orientación anatómica del corazón, tamaño relativo de las cámaras, trastornos del ritmo y de la conducción, existencia y evolución de isquemias y alteración de los electrolitos [18]. En la Tabla 4 se presentan las características eléctricas, tales como amplitud y frecuencia de estas señales.

Señal	Frecuencia	Amplitud
EMG	5-450 Hz	50 μV hasta 20 o 30 mV
ECG	0.04-150 Hz	1 mV ~ 5 mV

Tabla 4. Rangos de frecuencia y amplitud para la señal EMG y ECG.

2.2. Adquisición de Señales Biológicas

2.2.1. Pulso y Oxigenación de la sangre

- **Pulso:** En la Tabla 5 se exponen los métodos más utilizados para la adquisición de pulso cardiaco.

Método	Descripción	Características
Electrocardiograma [19]	La señal eléctrica del corazón es capturada por medio de electrodos, y luego se detecta el complejo QRS en un intervalo de un minuto y la relación es el pulso.	-Método no invasivo.
Piezoeléctricos [20]	Debido a la expansión de los vasos sanguíneos, se puede medir el cambio de presión a través de un piezoeléctrico.	-Se requieren de piezoeléctricos de alta sensibilidad. -Método no invasivo.
Fotopleetismografía [21]	Se realiza detección óptica de los cambios en el volumen microvascular del tejido.	-Método óptico. -Método no invasivo.

Tabla 5. Métodos de adquisición de pulso cardiaco.

- **Oxigenación de la sangre:** En la Tabla 6 se presenta una breve descripción y características de diferentes métodos para medir oxigenación de la sangre.

Método	Descripción	Variable Física	Método invasivo	Tipo de método
Método de Van Slyke	-Se introduce una muestra de sangre a una máquina con ferricianuro de potasio y este actúa como agente liberador de oxígeno, CO ₂ , se miden el volumen de los gases resultantes, luego se aplica un reactivo que absorbe el oxígeno y esa diferencia de volúmenes permite establecer la cantidad de oxígeno en la sangre. -Precisión de $\pm 0.03\%$.	Presión	SI	Químico
Mixing syringe	El método de la jeringa mezcladora también mide la cantidad de oxígeno liberado de una muestra de sangre por un reactivo químico.	Presión	SI	Químico
Electrodo Clark	Utiliza los principios básicos de química de oxidación y reducción para medir la PO ₂ (presión parcial de oxígeno) en una solución. Cuando el oxígeno se disuelve en una solución acuosa y se expone a un voltaje de polarización de 0,7 V, se produce una reacción que genera un movimiento de electrones que permite medir la corriente entre los dos electrodos y se determina la PO ₂ en la solución y con la curva de relación SaO ₂	Corriente	NO	Químico
Fotopleetismografía	Cuando pasa luz a través de una sustancia, se absorben las frecuencias de luz similares a las frecuencias vibratorias de la sustancia. La fracción de luz absorbida a una longitud de onda específica está determinada por la absorptividad o el coeficiente de extinción de la sustancia.	Absorción de la luz	NO	Óptico

Tabla 6. Métodos de medición de oxigenación de la sangre. [22]

De la Tabla 5 y Tabla 6 se puede observar que el método que permite encontrar las dos señales es el método fotoeléctrico. Debido a las características de la hemoglobina (diferencia de colores) y a la ley Beer-Lambert que establece que la concentración de un material puede determinarse de acuerdo con su absorción de la luz, se puede conocer la cantidad de hemoglobina oxigenada y desoxigenada gracias a dos longitudes de ondas. Específicamente, la oxigenada absorbe más luz infrarroja mientras que la desoxigenada más luz roja como se observa en la Figura 1.

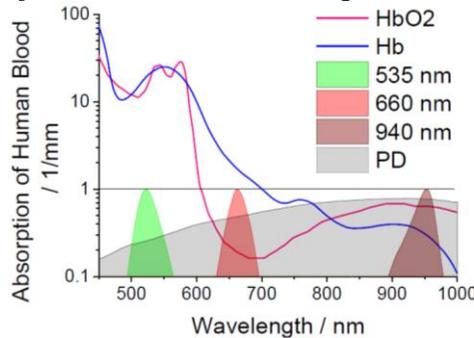


Figura 1. Absorción de sangre humana (oxihemoglobina, HbO₂ y hemoglobina, Hb) vs longitud de onda de la luz. También se incluyen la capacidad de respuesta espectral del fotodiodo (PD) y los espectros de emisión normalizados de los LED (SFH 7050) [21].

El método consiste en emitir luz a dos longitudes de onda diferente (roja: 660nm e infrarroja: 940nm) sobre una región de piel traslúcida (dedos de la mano o del pie o lóbulo de la oreja). Al emitir los dos tipos de luz, se calcula la absorción de cada uno de ellos mediante un fotodiodo. La cantidad de luz roja e IR absorbida por la sangre arterial aumenta con la sístole (contracción del corazón) y disminuye con la diástole (relajación del corazón), respectivamente (Figura 2.A). El volumen que aumenta y disminuye con el ciclo cardiaco, se conoce como comportamiento pulsátil o de "corriente alterna" (AC) y el volumen de sangre estático se conoce como compartimento no pulsátil o "corriente continua" (DC), [23]. La componente AC permite determinar tanto la saturación de oxígeno, como el pulso. Sin embargo, su amplitud es de tan sólo 2% de la amplitud total de señal, por lo cual se requiere alta precisión en la adquisición.

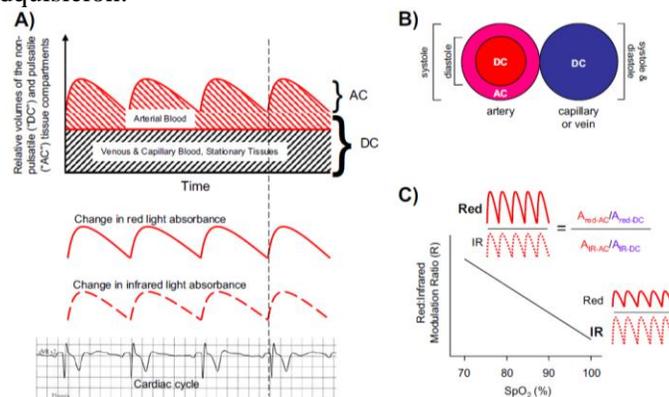


Figura 2. Diagrama esquemático de la absorción de la luz mediante un pulsioxímetro. A) Comportamiento pulsátil y no de la señal. B) Vista transversal de las venas y arterias en el ciclo cardiaco. C) Radio de absorción.[23]

Finalmente, para hallar la saturación de oxígeno en la sangre, se halla el radio R, que es una relación de los componentes pulsátiles y no pulsátiles de la absorción de luz roja a la absorción de luz IR, como se muestra en Figura 2.C.

2.2.2. Temperatura

Muchos sistemas son usados para medir temperatura, pero en Tabla 7 se hará una descripción de los usados clínicamente.

Método	Descripción
Expansión de líquido	El dispositivo más usado es el termómetro con líquido. Como su nombre lo indica mide la expansión del líquido bajo efectos de calor. Los líquidos pueden ser mercurio o alcohol.
Termocuplas	Son elementos que tienen actividad eléctrica debido al calor. La termocupla son dos conductores homogéneos donde uno de ellos actúa como referencia y el otro entra en contacto con el cuerpo y la unión se genera un movimiento de electrones que generan un diferencial de potencial. La relación entre voltaje y temperatura no es lineal.
RTDs	Los RTD se basan en el principio de que la resistencia de un metal cambia con la temperatura. Un RTD se puede caracterizar contra la temperatura para obtener una tabla de coeficientes de corrección de temperatura. La corrección se puede agregar a la temperatura medida para obtener una precisión superior a 0,05 ° C. Los RTD tienen excelentes características de repetibilidad y estabilidad. [24]
Termistor	-La resistencia eléctrica de un semiconductor decrece a medida que la temperatura aumenta. La relación R vs T es única para cada elemento resistivo. -Tiene alta sensibilidad y precisión. -Los termistores están fabricados con material de semiconductor de óxido de metal encapsulado en una pieza de vidrio o epoxi. Ya que los termistores son dispositivos sensibles, usted debe administrarles una fuente de excitación y luego leer el voltaje a través de sus terminales. Esta fuente debe ser constante y precisa. -Existen dos tipos de termistores: NTC (Coeficiente negativo) y PTC (Coeficiente positivo) y es importante analizar la curva para cada termistor.
Cristales líquidos	Las propiedades de los cristales líquidos se alteran cuando estos se colocan bajo alguna forma de estrés (por ejemplo, térmica, mecánica o química). Ej. Los compuestos de colesterol son cristales y cambian de color con un cambio de temperatura. Un compuesto dado producirá un color, que corresponde a una temperatura específica.
Emisión infrarroja	De acuerdo con la ley de Wien, la frecuencia a la que se disipa la energía máxima depende de la temperatura del objeto emisor. Por ejemplo, la radiación del cuerpo humano a 37 ° C es máxima a una longitud de onda de 10 μm. Este valor se encuentra en la parte infrarroja del espectro. Sin embargo, la radiación infrarroja es fácilmente absorbida por los tejidos vivos y también por la mayoría de los materiales. Por lo tanto, solo la radiación emitida por la superficie de la piel se puede detectar y medir con este método.

Tabla 7. Descripción de métodos para adquisición de la temperatura corporal. [10]

2.2.3. EMG y ECG

La medición de la actividad eléctrica del corazón y de otros músculos se realiza a través de electrodos (superficiales, de aguja o implantados) cuya función es convertir el flujo iónico en corriente eléctrica. Para el registro se suelen utilizar principalmente dos tipos de electrodos, los electrodos de superficie y los electrodos invasivos. Los electrodos de superficie son colocados en la superficie de la piel y son capaces de tomar registros poblacionales de la actividad bioeléctrica. Mientras que los electrodos

invasivos son insertados en el tejido para tomar directamente la diferencia de potencial existente entre la membrana celular y la piel.

Existen varios tipos de electrodos de superficie, estos se dividen principalmente en dos grandes grupos: electrodos secos y electrodos húmedos. Los electrodos húmedos son aquellos en los que entre la placa de metal y la piel se encuentra una sustancia electrolítica o gel conductor, esto se hace con el fin de minimizar el ruido intrínseco que se genera entre el contacto de la piel y el metal, este gel conductor mejora la conductividad y el flujo de la corriente [25].

2.3. Acondicionamiento de Señales Biológicas

2.3.1. Pulso y Oxigenación de la sangre

Conociendo que el método óptico permite medir las dos variables, en Figura 3 se plantea un diagrama de bloques general para adaptación de las señales. Donde a partir de un microcontrolador se ajusta el tiempo de disparo para los dos leds (deben tener delay entre ellas), luego el fotodiodo recibe la señal de luz que no es absorbida y genera una corriente directamente proporcional, la cual pasa por una etapa convertora de corriente a voltaje. Y una vez se obtiene la señal en voltaje se debe separar por cada LED, por medio de una etapa de sample and hold. Luego se filtran y se amplifican las señales para ingresar al convertor análogo a digital. La división DC y AC de las señales la suponen digitalmente.

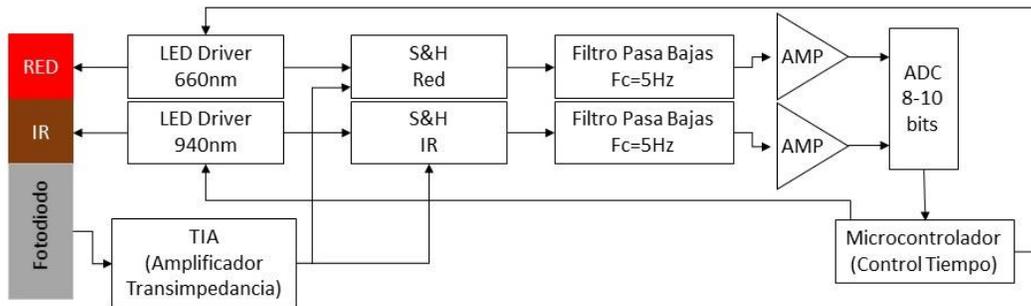


Figura 3. Diagrama de bloques general para adquisición de pulso y oxigenación de la sangre. [21]

2.3.2. Temperatura

Por economía y alcance del proyecto se plantean los diagramas de bloques para adaptar la señal proveniente de un termistor Figura 4.A y de un RTD Figura 4.B. Como los dos elementos varían su resistencia con respecto a la temperatura, se busca obtener un voltaje diferencial que será amplificado y filtrado para pasar al ADC. Pero el punto clave es la obtención de dicho voltaje diferencial, por ejemplo, se puede usar un puente de Wheatstone donde una de sus resistencias es el termistor o el RTD, un divisor de voltaje o se puede aplicar directamente la fuente de corriente o voltaje al elemento.

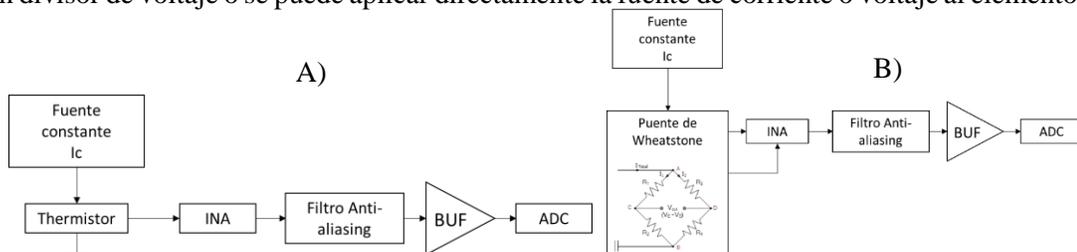


Figura 4. A) Diagrama de Bloques para adquisición con un termistor. [26] B) Diagrama de bloques para adquisición con un RTD. [27]

2.4. Procesamiento de Señales Biológicas

2.4.1. Pulso y Oxigenación de la sangre

Una vez las señales son adquiridas por medio del sensor, un circuito de adecuación de la señal y una conversión análogo-digital, deben ser procedas de manera digital, para poder extraer la información permitiente dependiendo del tipo de señal. En Figura 5 se presenta un diagrama de bloques general de

procesamiento digital para limpiar la señal AC y DC y asimismo obtener una medida más exacta del pulso y la oxigenación de la sangre. Las tres fuentes generales de errores tratadas por los algoritmos de procesamiento de señal son los artefactos en la señal, niveles de saturación reducidos (40%) y bajos niveles de perfusión. El artefacto de movimiento es un problema importante que generalmente se debe al movimiento muscular del paciente cerca de la sonda del oxímetro que induce pulsos que son similares a los pulsos arteriales. Estos pulsos cuando se procesan pueden producir resultados erróneos. Este problema es particularmente significativo en bebés activos y pacientes que no permanecen quietos durante el monitoreo. La cantidad de movimiento requerida para alterar la señal es muy pequeña. Los temblores y la ligera flexión de los dedos pueden hacer que la medida sea errónea.

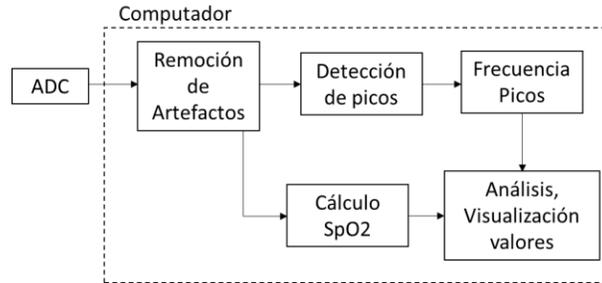


Figura 5. Diagrama de bloques para procesamiento de pulso y oxigenación de la sangre. [22]

Posteriormente, para hallar el pulso se detectan los picos y luego la frecuencia con la que aparecen. El bloque Cálculo SpO_2 se encuentra con R a partir de las cuatro señales AC y DC para luz roja e infrarroja se tiene R en Ecuación 1, donde AC y DC son la amplitud pico a pico de la componente pulsátil y el offset sobre el que está, respectivamente.

$$R = \frac{A_{RED,AC}/A_{RED,DC}}{A_{IR,AC}/A_{IR,DC}} \quad (1)$$

En los oxímetros de pulso comerciales, las dos longitudes de onda se eligen en las regiones roja e infrarroja, donde la diferencia en la absorción de la luz entre las dos longitudes de onda es relativamente grande. Sin embargo, la intensidad de la luz transmitida a través de una muestra de tejido que incluye vasos sanguíneos, también se ve afectada por la dispersión de la luz en el tejido y en la sangre. Para la elección de dos longitudes de onda en rojo e infrarrojo, el coeficiente de dispersión y la longitud del camino óptico difieren significativamente entre las dos longitudes de onda y la relación entre el parámetro fisiológico, SaO_2 , y el parámetro R medido no se puede derivar directamente de las consideraciones físicas y fisiológicas de la absorción de la luz en la hemoglobina oxigenada y desoxigenada, utilizando la Ley Lambert-Beer. La relación entre R y SaO_2 se encuentra experimentalmente para cada tipo de sensor de oxímetro de pulso comercial por calibración, R se mide en varias personas simultáneamente con la medición de SaO_2 in vitro en sangre arterial extraída por medio de un oxímetro. La fórmula que relaciona R con la saturación de oxígeno medida por oximetría de pulso, SpO_2 , se determina proponiendo una relación matemática, como la que se muestra en Ecuación 2. Donde se obtienen los valores de k_i que mejor se ajustan al proceso de calibración. [22]

$$SpO_2 = \frac{k_1 - k_2 * R}{k_3 + k_4 * R} \quad (2)$$

Existen otras formas de relacionar SpO_2 con R , por ejemplo, a partir de la Ley de Lambert-Beer, donde se tienen en cuenta los coeficientes de extinción de la hemoglobina oxigenada y desoxigenada y el coeficiente de dispersión. O métodos donde no se requieren calibración como en [28].

2.4.2. Temperatura

La temperatura al ser indicador de enfermedades, estados emocionales, etc., es una variable utilizada como característica para enseñar un modelo de máquina supervisada, también es utilizado como sistema de alertas para estados de hipotermia o fiebre con base en Tabla 3.

2.4.3. EMG y ECG

Para procesar señales tales como EMG y ECG se sigue el diagrama de bloques Figura 6. Adicional en Tabla 8 se presentan ejemplos específicos de algoritmos que se pueden hacer para cada bloque y señal.

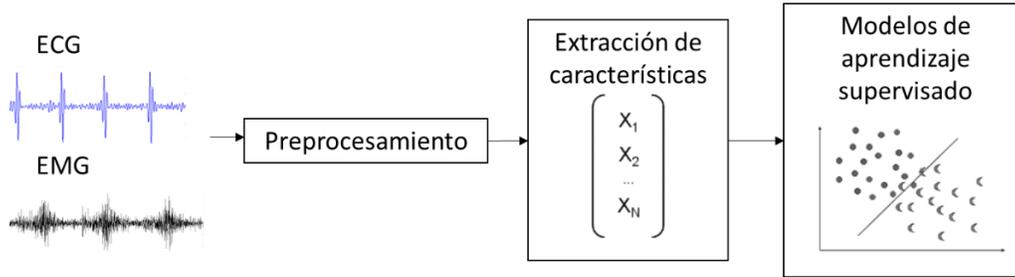


Figura 6. Diagrama general de procesamiento de señales EMG y ECG.

Señal	Preprocesamiento	Extracción de características	Modelos de aprendizaje
EMG	-Remoción de artefactos. -Filtros. -ICA (Independent Component Analysis): Es una técnica que se usa para separar las fuentes de varias señales. El principio básico consiste en separar fuentes no gaussianas que se asume que están mezcladas linealmente, como sucede en el cuerpo humano.	-Selección de picos. -Medidas estadísticas: *Valor medio *Valor máximo y mínimo. *Rango. -Distancia entre picos.	-kNN: Este es un método de clasificación no paramétrico. Consiste en clasificar una nueva observación basado en los vecinos. De manera implícita se requiere una métrica que permita hablar de ‘vecinos’, ya que los eventos se encuentran en R^n es posible usar la métrica Euclidiana, sin embargo, se pueden definir otras métricas. -SVM: Tiene como objetivo obtener el hiperplano que maximiza el margen. En el caso donde los datos son linealmente separables, se lleva el punto a clasificar a una dimensión mayor al vector de características, verificando que en este espacio las variables sean linealmente separables y luego se encuentra el hiperplano que los separe y maximice el margen entre la cantidad de clases. -ANN: Una ANN consiste en nodos llamados neuronas artificiales. Cada conexión entre las neuronas artificiales puede transmitir una señal de uno a otro. Cada neurona tiene un peso asignado y hay diferentes capas para la decisión. Finalmente, existe por una función de activación que entrega el valor para asignar a una clase.[29]
ECG		-Selección de picos. -Distancia entre picos. -Onda P. -Intervalo PR. -Complejo QRS. -Onda T. -Onda U. -Intervalo RR.	

Tabla 8. Ejemplos de preprocesamiento, extracción de características y modelos de aprendizaje para cada señal.

Capítulo 3

3. Objetivo del Proyecto

Diseñar e integrar un sistema de adquisición, procesamiento y visualización de señales biológicas: temperatura, pulso, oxigenación de la sangre, electrocardiografía y electromiografía.

3.1. Objetivos Específicos

- Diseñar e implementar circuitos de adquisición de las señales analógicas de temperatura y pulsioximetría.
- Seleccionar y acoplar un módulo de digitalización para las señales provenientes de los diferentes sensores.
- Diseñar e implementar una interfaz de procesamiento y visualización de las señales en Matlab.
- Diseñar e implementar protocolos de prueba para la validación del desempeño del sistema.

3.2. Especificaciones y Limitaciones

El sistema Medelektra2 cumple con los estándares y requerimientos mínimos en la etapa de adquisición.

- Temperatura: Bajo los requerimientos mínimos de ASTM E1112-00 (2011) el error máximo permitido sobre el rango de temperatura especificado de 35.5°C – 42.0°C (Rango de medición de temperatura) y 18°C a 28°C (Rango de temperatura ambiente), es de 0.1°C, y fuera del rango de medición anterior o rango de temperatura ambiente, se permite 0.2°C. Y el rango de medición mínimo es de 35.5°C – 41.0°C sobre el cuerpo humano. Adicional, de acuerdo con el estándar EN 12470-3:2000 el dispositivo debe emitir una advertencia visual o auditiva cuando la temperatura medida no se encuentre dentro del rango de medición especificado. Finalmente, la energía disipada por la sonda no debe provocar un aumento de temperatura en la temperatura indicada de más de 0,01 ° C [30]. Con base en estos requerimientos, el módulo de temperatura tiene un rango de medición entre 27.9°C-44.3°C, con una resolución de 0.1°C, calibrado mediante la cámara Climática Thomson HWS-70B. El rango del sensor NTC varía entre 4.655 kΩ a 7.880kΩ, donde el rango de temperatura se ve representado en voltaje de salida entre 1.13V a 4.565V, la resolución especificada se ve en un cambio de 20mV. Por último, el sistema una vez acoplado a la etapa de digitalización presenta en tiempo real alertas visuales para los estados de la Tabla 3, a través de una interfaz diseñada en Matlab®.
- Pulsioximetría: El estándar ISO 9919: 2005(E) establece que el rango de medición de SaO₂ debe ser entre 70 – 100% con una precisión de 4% o menos. Adicional, la frecuencia de pulso debe ser entre 20 - 150 bpm con una resolución de 1 bpm. El dispositivo debe funcionar en un rango de temperatura de 20°C a 50°C. Según estos requisitos este sistema cuenta con un rango de medición de saturación de oxígeno de 70 – 100% con una precisión de 1% y pulso entre 40 – 160 bpm con resolución de 1 bpm, sin embargo es necesario realizar una mejor calibración.

El producto final MedElektra2 tendrá las siguientes dimensiones: Sensor Temperatura 4cm x 5.5cm x 3cm (ancho x largo x alto), el sensor de pulso y oxigenación posee la pinza para el dedo (3cm x 4cm x 3 cm) y el módulo de procesamiento de 7.5cm x 10.3cm x 6cm. Para la visualización se utiliza el computador, a través de una interfaz en Matlab®.

El producto final MedElektra2 tendrá un costo inferior a \$864.000 COP, presupuestando solamente sobre los componentes, sin tener en cuenta la mano de obra, más \$550 USD de la licencia de Matlab® (Educativa), siendo uno de los más económicos en comparación a los equipos de características similares tales como MySignals (\$6.095.379,84 COP) o SureSigns VM8 (\$21.052.321 COP). Aunque los sensores no son invasivos, MedElektra2 no será un dispositivo *wearable* teniendo en cuenta que los resultados serán transmitidos alámbricamente al computador.

El presente trabajo de grado diseña e implementa la etapa de adquisición analógica para las señales de temperatura y pulsioximetría, mientras que el conversor ADC, ni el módulo de comunicaciones, se diseñaron, estos fueron seleccionados bajo los criterios establecidos y fueron acoplados al sistema

en la fase requerida. El usuario tiene la oportunidad de seleccionar qué variable desea visualizar o si las dos al tiempo, a través de una interfaz en tiempo real. Pero se dispone de una interfaz de procesamiento para señales de una respectiva base de datos donde además de señales de pulsioximetría y temperatura se procesarán señales de EMG y ECG.

Capítulo 4

4. Desarrollo

En el presente capítulo se presenta detalladamente la implementación de cada etapa del sistema. Inicialmente los circuitos de adaptación de la señal de temperatura, pulso y oxigenación de la sangre. Posteriormente, la selección y adaptación del módulo de digitalización. Finalmente, el diseño de la interfaz de visualización y procesamiento en Matlab®.

4.1. Descripción de solución

En Figura 7 se presenta el diagrama del sistema, que contará con las señales de temperatura, pulso, oxigenación de la sangre, electrocardiografía y electromiografía. Se diseñarán los circuitos de adquisición y acondicionamiento de las señales analógicas de temperatura, pulso y oxigenación de la sangre y se adaptarán a una etapa de conversión analógica a digital, para finalmente transmitir las al computador donde se procesarán, junto con señales de EMG y ECG de PhysioNet [31], y visualizarán a través de una interfaz implementada en Matlab®.

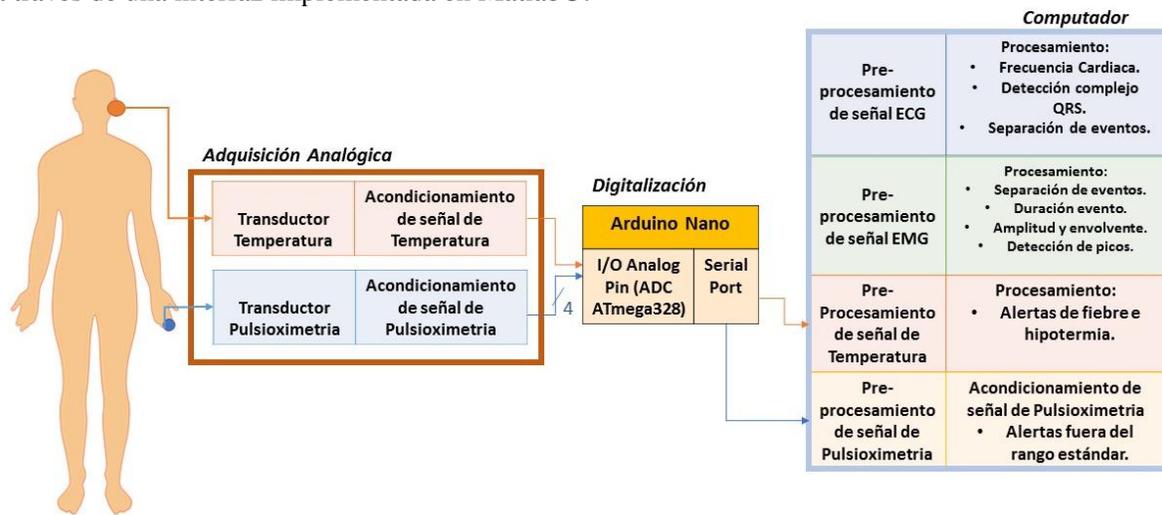


Figura 7. Diagrama de bloques general del sistema Medelektra 2.0.

4.2. Adquisición analógica

4.2.1. Temperatura

Tipos de Sensores

De acuerdo con las especificaciones deseadas del circuito se requiere que el sensor tenga los siguientes parámetros:

- Rango de medición entre 32°C y 45°C.
- Salida analógica (voltaje o corriente) que permita una resolución de 0.1°C.
- Sensible al contacto de la piel, para ser utilizado en tímpano o axila.

Considerando lo anterior, se realizó una búsqueda de RTD y NTC, en Tabla 9 se muestran las especificaciones.

Sensor	Tipo	Rango Temperatura	Resolución	Rnominal	Relación Temperatura	Tamaño	Precio
EC95Y103VN [32]	NTC	0°C-70°C	±0.1°C	10kΩ a 25°C	$Rt(T)$ $= R25 * e^{A+\frac{B}{T}+\frac{C}{T^2}+\frac{D}{T^3}}$ $A = -1.386784 \times 10^1$ $B = 4.6083853 \times 10^3$ $C = -1.1959264 \times 10^5$ $D = -6.4512578 \times 10^6$ T en °K, donde $T = °C + 273.15$	Zona de contacto y terminales: 2.4 mm x 63.5 mm Material: Cu-Ni	USD \$5.96

PTFD102T1G0 [33]	RTD	-30°C-200°C	\pm (0.1+0.0017*(T/°C)) °C	1kΩ a 0°C	$R_t(T)$ $= R_0$ $* (1 + A * T + BT^2)$ $T \geq 0^\circ C$ $A = 3.9083 \times 10^{-3}$ $B = -5.775 \times 10^{-7}$	Zona de contacto: 2.0 mm x 5.0 mm. Terminales: 10mm Material: Au- Ni	USD \$5.43
----------------------------	-----	-------------	------------------------------------	-----------	---	--	---------------

Tabla 9. Sensores de Temperatura disponibles en el mercado con sus especificaciones.

Aunque PTFD102T1G0 tiene mayor linealidad entre resistencia y temperatura como se muestra en Figura 8, el rango de variación de la resistencia es menor, lo cual evita que se obtenga la resolución deseada de 0.1°C. Por lo tanto, se escoge trabajar con el NTC que tiene alta sensibilidad y precisión. Este elemento necesita una excitación de corriente, teniendo en cuenta que si está es mayor a la máxima soportada por el sensor ($I_{max}=500\mu A$), este comenzará a calentarse y disipar su propio calor, por consecuencia la medida de temperatura será errónea, también las variaciones de resistencia de acuerdo con la temperatura son pequeños. [34]

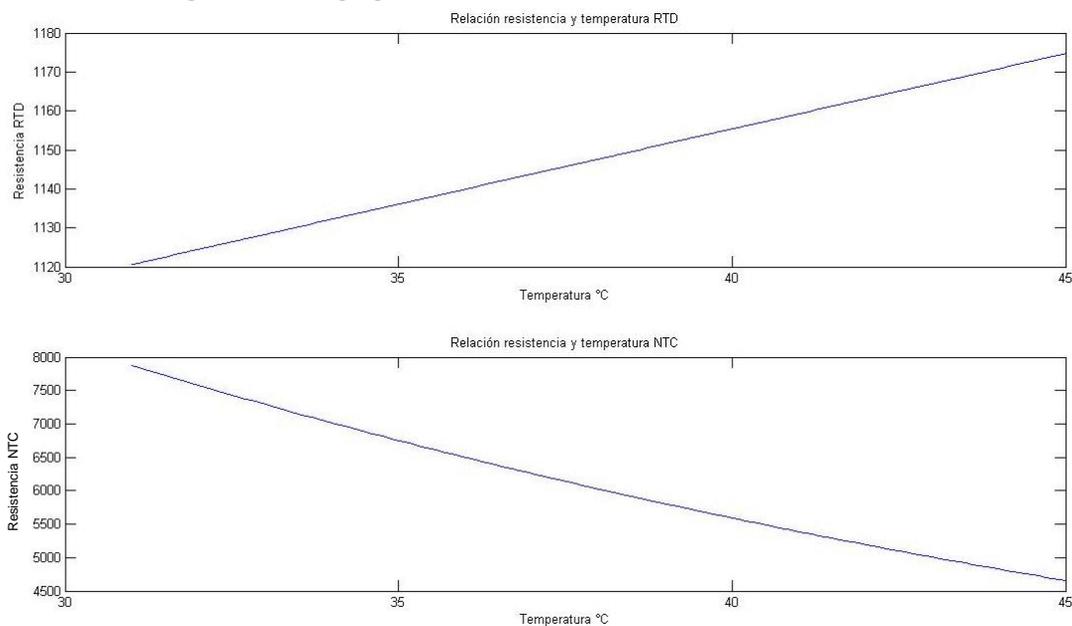


Figura 8. Relación entre resistencia y temperatura para RTD y NTC especificados.

Adaptación de la señal

En la Figura 9 se plantea el diagrama de bloques general del sistema de adquisición analógica de temperatura. Como se puede observar, el NTC en configuración de puente de Wheatstone, genera un voltaje diferencial, debido a la activación mediante una fuente corriente. Este voltaje diferencial es amplificado y filtrado, para posteriormente entrar a una etapa de acondicionamiento para el ADC. Todas las etapas deben funcionar en el rango de temperatura 25°C-45°C, el voltaje final debe permitir una resolución de 0.1°C, para esto los elementos utilizados deben ser de bajo offset y ruido, adicional, estos parámetros deben ser estables a variaciones de temperatura en el rango de funcionamiento.

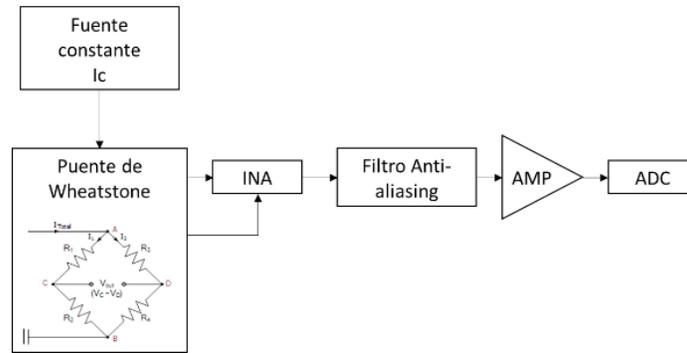


Figura 9. Diagrama de bloques general para el desarrollo del módulo de adquisición analógica de la señal de temperatura.

Fuente de Corriente

El objetivo de este bloque es excitar el sensor, para de acuerdo, a su cambio de resistencia y a la corriente que pasa por él, se genere un voltaje proporcional a la temperatura. Esta excitación del sensor debe ser con una corriente al 70% o 50% de la máxima (500uA), para evitar auto disipación de calor. Para esto se plantea una configuración básica donde se fija un voltaje mediante un divisor y un amplificador, y a través de un transistor PNP, polarizado en región activa, la corriente de colector es $\alpha \cdot I_E$, siendo $\alpha = \frac{h_{FE}}{1+h_{FE}}$ (h_{FE} : ganancia de corriente emisor común), y la corriente del emisor está dada por la resistencia R3 y este voltaje fijado.

La ecuación de la fuente presentada en Figura 10 es $I_{NTC} = \frac{\alpha}{R3} * VCC(1 - (\frac{R2}{R1+R2} + Voffset_{TL082}))$.

Es vital tener en cuenta todas las variaciones que puede tener esta corriente, porque de acuerdo con estas se afecta la estabilidad de la medida de temperatura y asimismo la resolución.

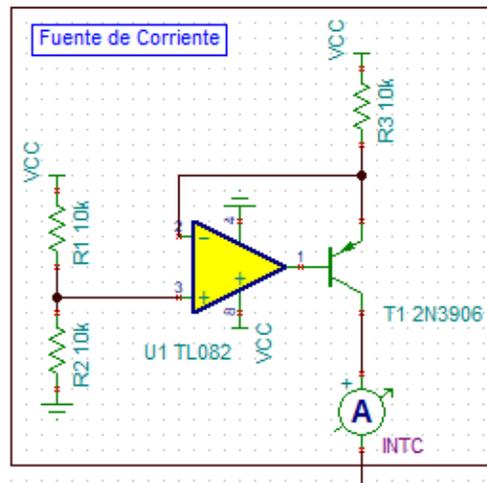


Figura 10. Configuración fuente de corriente para excitación del sensor NTC.

Estas variaciones pueden ser causadas por: los cambios en el divisor de voltaje que a su vez depende de la tolerancia de resistencias y alimentación, el offset del operacional, el de α (ganancia de corriente base común) para dicho transistor, y las variaciones de los elementos según el rango de temperaturas en el ambiente en que se trabajará.

De acuerdo, a estos requerimientos se debe escoger un amplificador con bajo offset, baja distorsión, así que se seleccionó el **TL082** que como se presenta en Tabla 10 cumple con dichos requerimientos. También se debe seleccionar un transistor que tenga alta ganancia de corriente emisor común, para que así α sea lo más cercano a 1 y que sea constante en el rango de temperatura y corriente de funcionamiento, por lo tanto, se selecciona el transistor **2N3906**. Todos los elementos del circuito

deben tener un rango de operación de temperatura mínimo de 19°C hasta 45°C. Adicional, se permite que la tolerancia de las resistencias y la fuente sea $\pm 5\%$.

En Tabla 10 se presentan las especificaciones de los elementos, teniendo en cuenta los parámetros que generan variación en la medición de temperatura.

Elemento	Especificaciones y Consideraciones
VCC	5 V \pm 5%
R1, R2, R3	10 k Ω \pm 5%
TL082	<ul style="list-style-type: none"> • $V_s = \pm 18V$. • Voltaje offset de entrada (max)=15mV. • Impedancia de entrada=10¹² Ω. • Rango de temperatura= (0-70) °C. • Distorsión (f<1Hz)= 0,0125%.
2N3906	<ul style="list-style-type: none"> • Rango de temperatura= -55 °C a 150 °C. • Disipación= (350-280) mW para Temp entre (32-45) °C. • $h_{FE}=200$ a ($T_a=25^\circ C$, $V_{CE}=1V$ e $0.1mA < I_c < 1mA$).

Tabla 10. Especificaciones y consideraciones de los componentes para fuente de corriente.

Considerando los elementos seleccionados, errores y variaciones, la corriente de está dada por Ecuación 3,

$$I_{NTC} = \frac{200 \cdot (5 \pm 5\%)}{(1+200) \cdot (10k\Omega \pm 5\%)} \left(1 - \left(\frac{(10k\Omega \pm 5\%)}{(10k\Omega \pm 5\%) + (10k\Omega \pm 5\%)} + 15mV \right) \right) = 241\mu A \pm 20\% \quad (3)$$

Puente de Wheatstone

El NTC además de estar compuesto por el elemento de contacto, posee los terminales que también tienen una resistencia que afectan la medición. Para solucionar esto, se adecúa el NTC en configuración de puente de Wheatstone, compensando la resistencia de los dos terminales (iguales), pero exige que las resistencias del puente sean del valor de la nominal del sensor NTC con una tolerancia de 0.1% [35].

En Figura 11 se presenta el circuito de esta etapa.

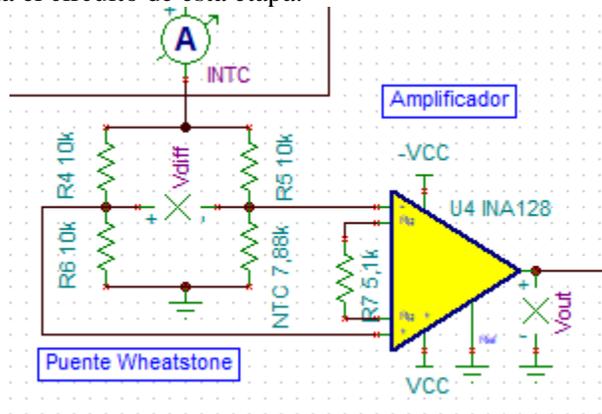


Figura 11. Configuración puente de Wheatstone para adaptación del sensor NTC unido al amplificador del voltaje diferencial.

Por lo tanto, teniendo en cuenta que la resistencia nominal del NTC es de 10 k Ω a $T=25^\circ C$, se define que las resistencias R4, R5 y R6 sean de 10 k Ω con una precisión de $\pm 0.1\%$. Adicional, esta configuración permite medir cambios en el orden de m Ω de resistencia. El voltaje diferencial

resultante se muestra en la Ecuación 4. Y calculando la resistencia en el rango de temperatura de 31°C a 45°C, el rango del voltaje diferencial será, 139.11 mV a 383.44 mV.

$$V_{diff}(T) = I_{NTC} * \frac{R6*(NTC(T)+R5) - NTC(T)*(R6+R4)}{R4+R5+R6+NTC(T)} \quad (4)$$

Amplificador de Instrumentación

Como se observa en Figura 11, este voltaje diferencial posteriormente es amplificado usando un amplificador de instrumentación **INA128**.

INA128				
Voltaje Offset	CMRR	Temp. operación	Error de Ganancia	Impedancia
50uV a Ta=25°C	120 dB	-40 °C a 125 °C	0.02% para G=10 0.5% para G=100	10 ¹⁰ Ω

Tabla 11. Características eléctricas del amplificador instrumental INA128.

Su selección se realiza con base a la característica principal de bajo offset de entrada, alto CMRR, su rango de operación de temperatura permite una ganancia hasta de 1000V/V, estas características se presentan en Tabla 11. Debido al error de 0.02% y el rango de voltaje de salida diferencial se escoge una ganancia de G=10.09 estableciendo R7=5.5kΩ. Este amplificador de instrumentación está alimentado por ±5V. Finalmente, el voltaje de salida de este amplificador se presenta en Ecuación 5. A partir de esta ecuación y Vdiff de entrada, se establece que el rango de este voltaje es de 1.404 V a 3.869V.

$$V_{out}(T) = \left(1 + \frac{50k\Omega}{R7}\right) * (V_{diff}(T) + V_{offset}_{INA128}) \quad (5)$$

Filtro Antisolapamiento

El filtro *antialiasing* restringe el ancho de banda de la señal evitando traslape en la etapa de digitalización. Debido a que las variaciones naturales de temperatura son lentas, mínimo 1 s para su respectiva variación, se diseña un filtro pasa-bajas con frecuencia de corte 3dB de 5Hz, de orden 2 y Butterworth. En la Figura 12 se muestra el circuito diseñado para este filtro.

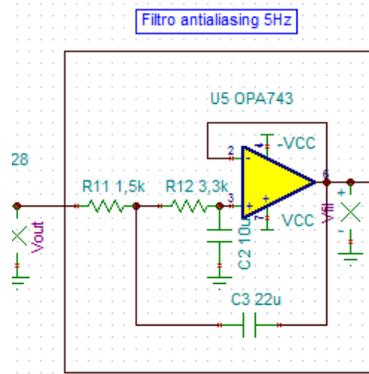


Figura 12. Esquemático del filtro pasa bajas de segundo orden de 5Hz.

Su respectiva función de transferencia es presentada en Ecuación 6.

$$\frac{V_{fil}(T)}{V_{out}(T)} = \frac{1}{S^2*(R11R12C2C3) + S*(R11C2 + R12C2) + 1} \quad (6)$$

Con la función de transferencia Ecuación 6 se observa que tiene ganancia unitaria y se comprueban en Figura 13 donde en la banda de paso tiene 0 dB.

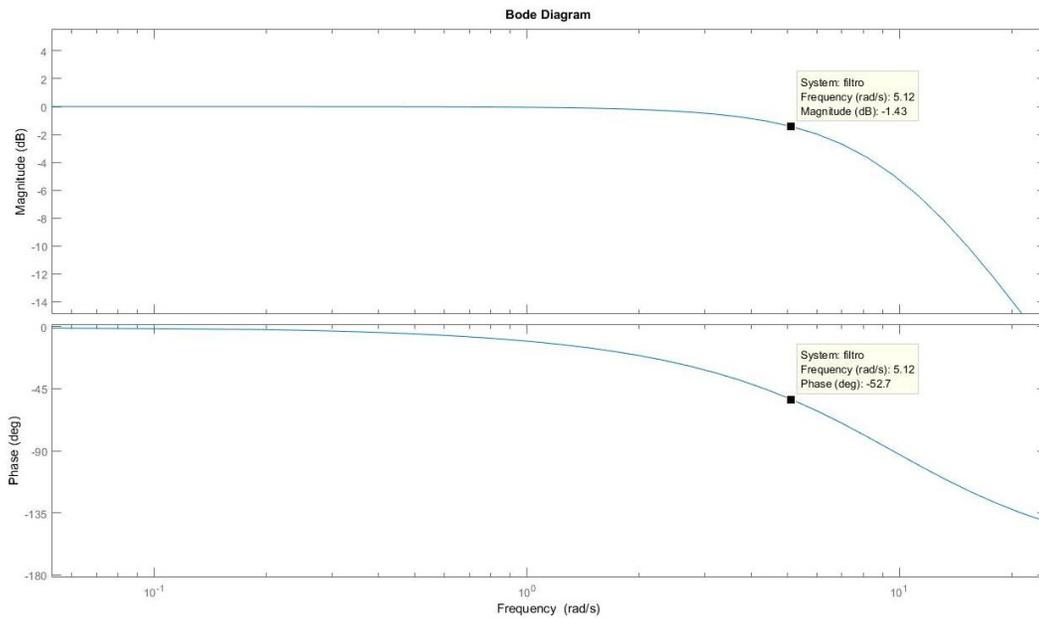
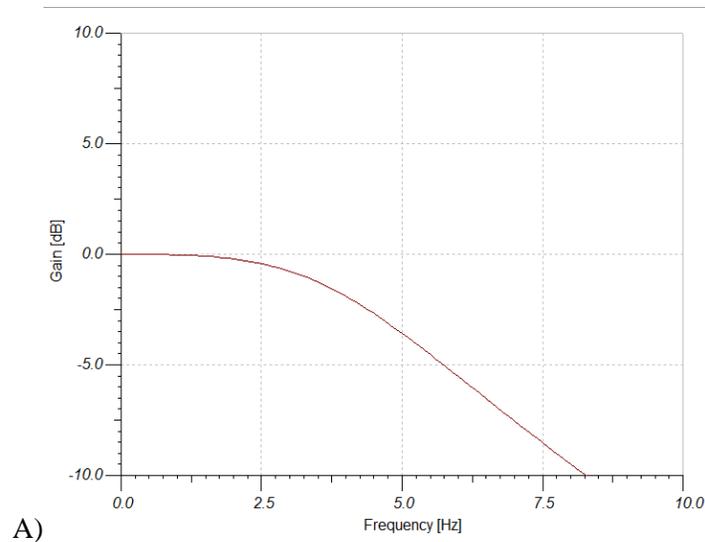


Figura 13. Respuesta en frecuencia de Filtro *antialiasing* de 5Hz. A) Mediante herramienta de simulación TINA. B) Mediante función de transferencia en Matlab®.

Es importante resaltar que, al ser filtros activos, cada operacional usado incluye un DC que afecta la medida. Así que se escoge implementar los filtro con **OPA2743** que se polariza con $\pm 5V$, tiene salida rail to rail, trabaja en el rango de temperaturas de $-55^{\circ}C$ a $125^{\circ}C$ y su offset es de $1.5mV$ en promedio para todo el rango de temperatura, teniendo un coeficiente de relación $8\mu V/^{\circ}C$. Su ancho de banda es de $7MHz$ y posee alta impedancia de entrada, $10^{12}\Omega$. Además, lo más importante es que se desea abarcar el máximo rango, es decir, $0-5V$, para alcanzar la resolución de $0.1^{\circ}C$, este amplificador debe ser rail to rail I/O. Por lo tanto, teniendo en cuenta el offset del amplificador, la salida del filtro se presenta en Ecuación 6, en magnitud $V_{fil}(T) = (V_{out}(T) + (V_{offset}_{OPA2743}))$.

Amplificación y seguidor

Estas últimas etapas buscan la adaptación de la señal para el ADC. La configuración de este circuito es presentada en la Figura 14.

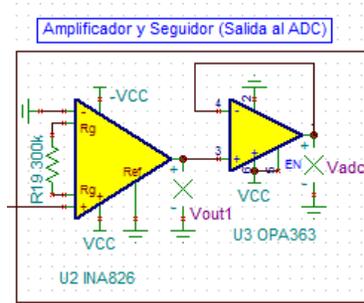


Figura 14. Esquemático de la etapa de amplificación y seguidor para salida al ADC.

INA826			
Voltaje Offset	CMRR	Temp. operación	Error de Ganancia
150 uV	84 dB	-50°C a 150°C	±0.015%, para G=1 ±0.15% para G=10

Tabla 12. Características eléctricas del amplificador instrumental INA826.

Para la amplificación se utiliza un amplificador de instrumentación **INA826**, alimentado con $\pm 5V$, que tiene salida rail to rail, tiene bajo offset y trabaja en el rango de temperatura deseado, adicional tiene alto CMRR. Su ganancia está dada por $G = 1 + \frac{49.4k\Omega}{R19}$, y sabiendo que el ADC sólo acepta señales en el rango entre 0 y 5V, y que el rango de voltajes de la salida de la etapa anterior es de 1.411 V a 3.876 V, se define una ganancia de 1.16V/V que permita aumentar el rango, pero no superar ni saturar el ADC, adicional con esta ganancia se tiene un error de $\pm 0.015\%$, como se presenta en Tabla 12. Este voltaje amplificado, ahora en el rango de 1.643 V a 4.515 V, entra al seguidor para obtener baja resistencia y se realice el correcto acople con el ADC. Se utilizó el **OPA363** con un offset máximo de 500uV y salida rail to rail. La señal de salida al ADC se presenta en Ecuación 7.

$$V_{adc}(T) = G * (V_{filt}(T) + V_{offset}_{INA826}) + V_{offset}_{OPA363} \quad (7)$$

En Figura 15 se muestran los rangos de voltaje de acuerdo con cada ecuación implementada para un rango de temperatura entre 31°C hasta 45°C.

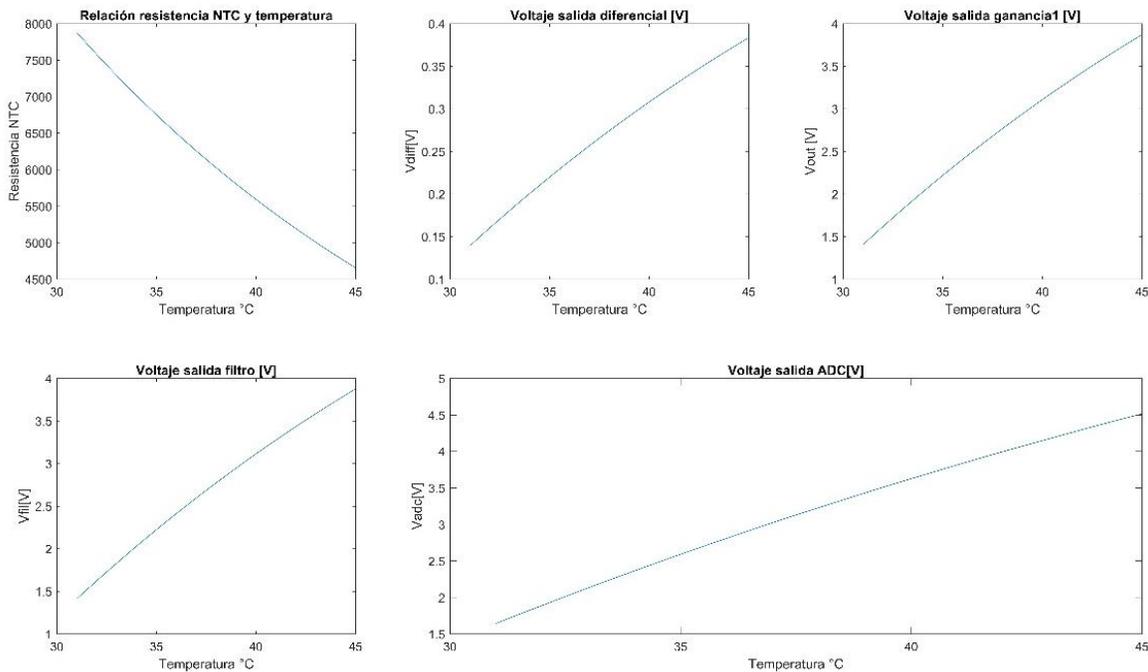


Figura 15. Rango de valores de cada etapa del circuito para medición de temperatura.

Simulaciones

Todo el circuito fue simulado en TINA-TI, y los voltajes de cada etapa en relación con el cambio de la resistencia del NTC se presentan en la Figura 16.

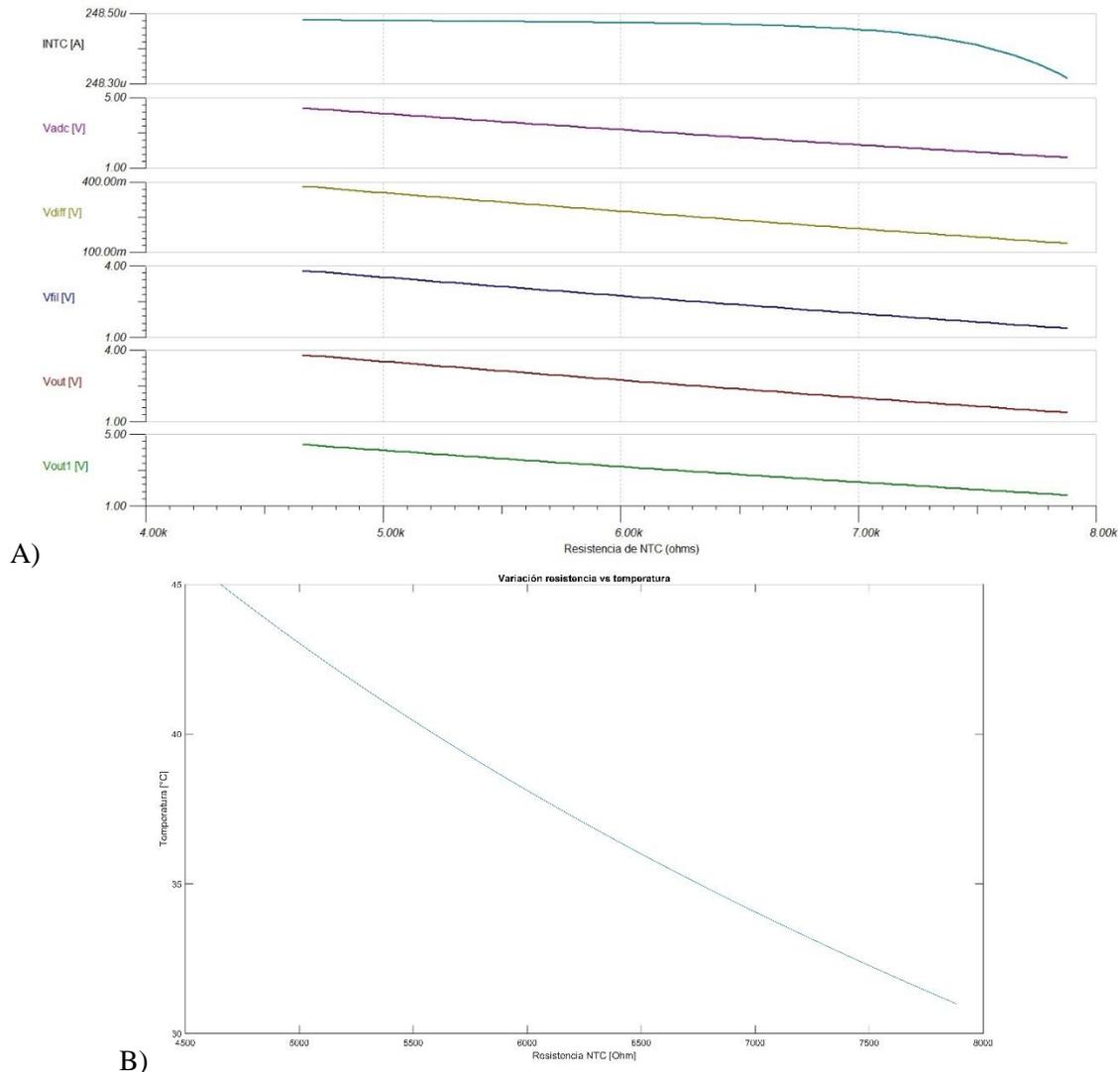


Figura 16. Simulación mediante TINA-TI de cada etapa de acuerdo a la variación de resistencia del sensor NTC dada por la temperatura. A) Variación de: Vadc: Salida total del circuito, Vdiff: Voltaje diferencial en el puente de Wheatston, Vfil: Voltaje a la salida del filtro, Vout: Voltaje Señal Amplificada. B) Variación de temperatura y la respectiva resistencia del NTC.

4.2.2. Pulso y Oxigenación de la sangre

Sensor

Para este diseño se definió el uso del sensor **SFH7060** fabricado por BioMon Osram. Este sensor como se observa en Figura 17 contiene 3 leds color verde (530nm), 1 rojo (660nm) y 1 infrarrojo (940nm), lo cual permite la medición de pulso y oxigenación de la sangre. Debido a su tamaño, 7.2 mm x 2.5 mm x 0.9 mm, es utilizado en dispositivos inteligentes (*smartwatches*, *fitness trackers*) y celulares móviles.[36] A causa de que la técnica que utiliza el sensor es reflexión, la distancia entre los LED y el fotodiodo es una de las principales consideraciones de diseño, ya que debe ser tal que se puedan detectar las componentes pulsátiles, pero si se colocan demasiado cerca, el fotodiodo se saturará como resultado del gran componente DC, por lo tanto, esta que es la última versión aumentó

la distancia entre los dos emisores R e IR, permitiendo mayor exactitud. Adicional, tiene mayor salida de luz, generando mayor calidad y estabilidad en la señal de salida. [37]

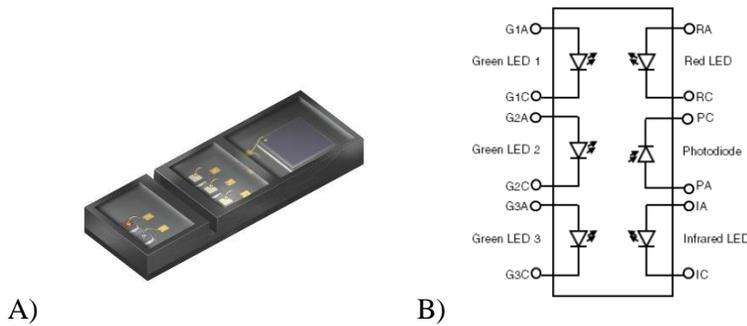


Figura 17. Sensor de pulsioximetría SFH7060. A) Vista superior del sensor. B) Esquemático del sensor con 3 leds verdes, 1 infrarrojo, 1 rojo y 1 fotodiodo.

Conociendo que la señal pulsátil tiene una frecuencia en el orden de 1-3Hz, es necesario que la señal portadora, es decir el disparo de los leds sea más rápida. Por recomendación del fabricante se define que el tiempo de disparo con una frecuencia de 500 Hz, como se muestra en Figura 18.

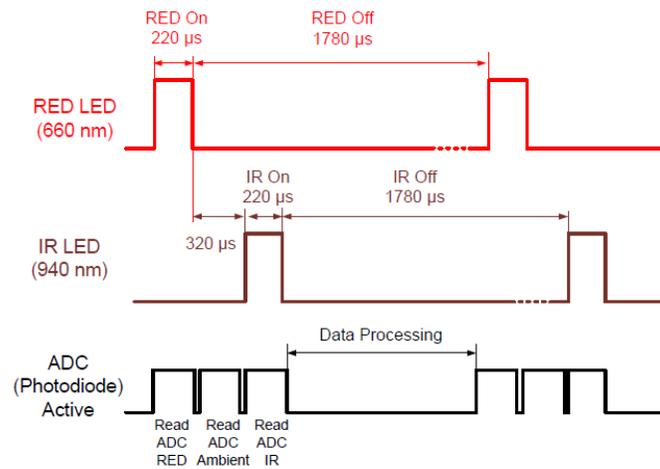


Figura 18. Diagrama de tiempo con una frecuencia de muestreo de 500 Hz y ancho de pulso (tiempo de integración, tiempo de medición) de 220 μ s. [21]

Adaptación de Señal

En la Figura 19 se presenta el diagrama de bloques del sistema diseñado. Inicialmente el microcontrolador activa los leds a una respectiva frecuencia, el fotodiodo recibe la luz reflejada y genera una corriente directamente proporcional que es convertida en voltaje a través de un amplificador transimpedancia. Esta señal debe ser demodulada, mediante un S&H, para encontrar la información de cada led. Una vez son separadas y demoduladas, son filtradas para extraer de cada uno el DC y el AC. Cada una de estas señales se deben adaptar para la entrada del ADC del microcontrolador.

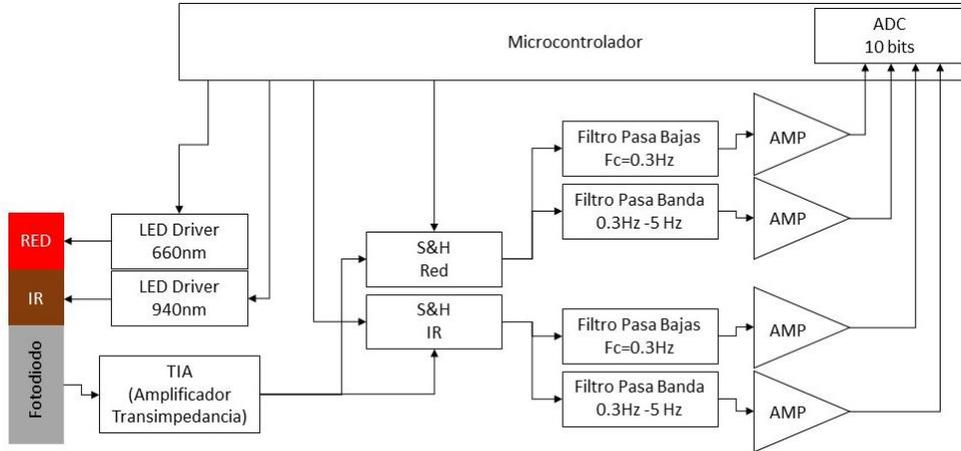


Figura 19. Diagrama de bloques para adquisición de señal de pulso y oxigenación de la sangre.

Led Driver

Inicialmente, la activación de leds se realizará digitalmente, mediante Arduino, específicamente por su tamaño y su precio un Arduino Nano, que es un microcontrolador que permite tanto la digitalización como la activación para los leds. La salida digital en alto de este es de 5V, sin embargo, cada led tiene limitación de voltaje. El voltaje forward que permite el led rojo es de $2.1 (\leq 2.8)$ V y el led infrarrojo es $1.3 (\leq 1.8)$ V para una corriente $I_F=20\text{mA}$. Lo cual exige que la señal del Arduino Nano sea tratada para no saturar el led. Por lo tanto, a partir de la corriente generada por este microprocesador y un nodo como se observa en la Figura 20, se define un voltaje de 2.2 V para el led rojo y una corriente de 4 mA, por lo tanto, $R_r=59 \Omega$ y $R_1=68\Omega$. Y para el led IR se define 1.4 V y corriente de 1mA, desarrollando el nodo $R_{ir}=250\Omega$ y $R_2=560\Omega$.

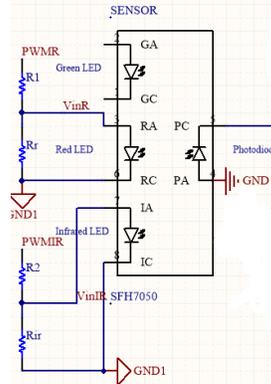


Figura 20. Esquemático de la etapa de activación led rojo e infrarrojo.

El fotodiodo al recibir la luz reflejada y no absorbida por los tejidos, venas ni arterias del dedo convierte esta señal en una corriente proporcional. La corriente generada por la emisión de luz roja varía en $0,007 \text{ uA}$ cada 1 mW/cm^2 y por la emisión de luz infrarroja $0,013 \text{ uA}$ cada 1 mW/cm^2 , esta última variable es la irradiancia medida en potencia incidente de la luz en una superficie dada a una distancia determinada (Figura 21).

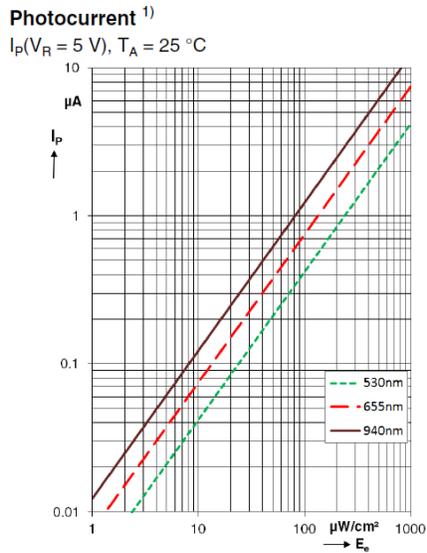


Figura 21. Corriente del fotodiodo en relación con la irradiancia para cada longitud de onda. [36]

Amplificador de Transimpedancia

Conociendo los posible rangos y variaciones de la corriente del fotodiodo, se diseña la etapa de amplificador transimpedancia. Inicialmente, la configuración de este circuito es un amplificador con una resistencia en realimentación que a través de la corriente que pasa por ella genera un voltaje proporcional, y la respuesta en frecuencia es inversamente proporcional a la ganancia. Adicional, los elementos parásitos de la configuración, tales como los capacitores en modo común y diferenciales del amplificador y el modelo del fotodiodo, debido a que no sólo es una fuente de corriente, sino que también cuenta con: un condensador y una resistencia en paralelo, introduce un filtro pasabajos, que atenúa la señal y demanda mayor ganancia del amplificador, como se muestra en la Figura 22.A. Por lo tanto, es esencial conocer la curva de ruido dada por el inverso del factor de realimentación y su punto de intersección con la curva de ganancia en lazo abierto del amplificador, como se observa en Figura 22.B. Cada pendiente tiene una magnitud de 20dB/dec correspondiente a un cambio de fase de 90°. También se debe agregar la inversión de 180° del amplificador, es por esto que en la intersección de f_i ocurre un cambio de fase de 360° y al ser $A_{OL}=1/\beta$, el circuito oscila. Para evitar esto se añade en paralelo a la resistencia de realimentación un condensador, lo cual en el factor de realimentación pone un polo en $\frac{1}{2*\pi*Rf*Cf}$, entonces como se observa en Figura 22.C. el factor de $1/\beta$, encuentra el cero dependiendo de C_f y R_f y pasa de la pendiente puesta por el cero de 20dB a no tener pendiente, lo cual reduce el pico en la curva de voltaje a corriente y da estabilidad al circuito.

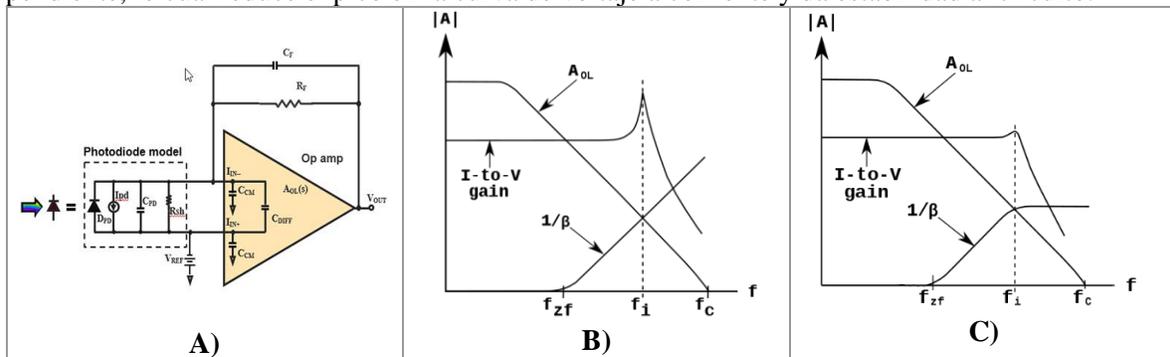


Figura 22. A) Circuito de transimpedancia con elementos parásitos. Bode del amplificador de transimpedancia: B) descompensado y con posible oscilación. C) Compensado con C_f . [38]

Por lo tanto teniendo en cuenta esto y con base en el diseño de [38] se define que el mínimo V_{out} será igual al DC fijado en el terminal positivo y el voltaje máximo va a ser $R_f \cdot I_{fmax}$, así que como se observa en la Figura 23.A., se establece un divisor de voltaje fijado en $V_+ = 1,02V$ donde $R_4 = 5.1k\Omega$ y $R_3 = 20k\Omega$. Y se define que $R_f = 300k\Omega$, de esta forma, el voltaje de salida estará entre 1 V cuando no pasa corriente y 4V, cuando pasa corriente máxima. Ahora, para hallar el valor del condensador se hace uso de $C_f = \sqrt{\frac{C_D + C_{diff} + C_{cm}}{2 \cdot \pi \cdot GBWP \cdot R_f}}$, así que se selecciona el amplificador **OPA338**, cuyo $GBWP = 3MHz$, $C_{cm} = 4pF$ y $C_{diff} = 2pF$, y conociendo previamente que $C_D = 15pF$, resulta $C_f = 4.7pF$. La función de $V_{out} = \frac{R_f \cdot I_p}{1 + sC_f R_f} + \frac{R_4 \cdot V_{cc}}{R_4 + R_3} (1 + sC_D + \frac{s}{R_D})$ y el bode de esta función voltaje a corriente se presenta en Figura 23.B., donde se observa la estabilidad en el rango de frecuencias de interés.

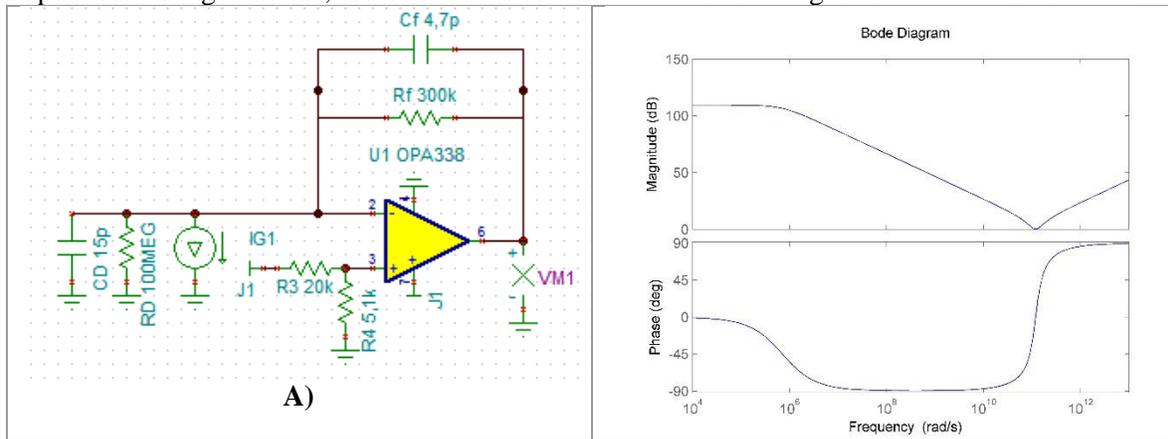


Figura 23. A) Circuito de amplificador de transimpedancia. B) Curva de Corriente a Voltaje del circuito.

Demodulación mediante S&H

Mediante un seguidor se adaptan las impedancias de salida de la etapa del TIA a la etapa de demodulación utilizando el amplificador **OPA363** que tiene un voltaje offset bajo de 500uV. La etapa de demodulación es una etapa de vital importancia para el sensor de pulso y oxigenación de la sangre ya que es separación de las señales para cada led y además la extracción de la información (eliminando la señal portadora cuadrada). Es por esto que por medio de un MOSFET en trío y corte se tomarán las respectivas muestras. Así que, teniendo en cuenta la condición de trío $V_{GS} > V_{th}$ y $V_{DS} < (V_{GS} - V_{th})$ y la condición de corte $V_{GS} < V_{th}$, se selecciona el mosfet **IRF630** con $V_{th} = 1V$ y $R_{DSon} = 0.35\Omega$, para que conectando a la compuerta (*gate*) la señal cuadrada de cada led mostradas en Figura 18, aunque se debe tener en cuenta el tiempo que demora la señal de salir de TIA hasta que llega a la fuente (*source*) del mosfet, y a partir del tiempo de establecimiento de los amplificadores utilizados para la etapa del TIA (1.9us) y el seguidor (1.5us), se define un tiempo de delay para cada señal de 3.4us. Adicional, como estas señales son generadas por el Arduino Nano, haciendo uso de su pin digital, no se genera la corriente necesaria para el mosfet. Para aumentar la corriente se utiliza la configuración básica mostrada en Figura 24.A, donde se amplifica en un factor de $h_{fe} = 100$. Sin embargo, el voltaje que ingresa por base es invertido en drenado, así que en el microcontrolador escogido se programa respectivamente la señal cuadrada invertida y desfasada un $delay = 3.4us$.

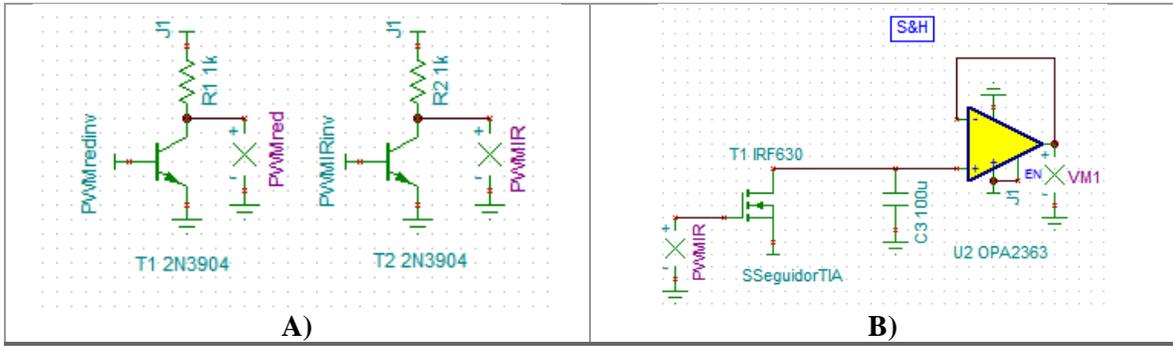


Figura 24. A) Amplificador de corriente de señal de activación para etapa de sample and hold. B) Circuito de sample and hold para demodulación de señales de cada led. (VM1: Salida del seguidor, posterior a la demodulación).

Una vez se obtiene la señal cuadrada con voltaje de activación en 5V, se confirma las condiciones en corte y triodo. Como se observa en Figura 24.B. cuando la señal cuadrada esté en $0V=V_G$, y V_S tendrá un voltaje entre 1V y 4V, por lo tanto, el mosfet actúa el corte. Luego cuando la señal cuadrada sube a 5V, que es donde se disparó el led respectivo, $V_{GSmin}=1V$, así que se cumple con la primera condición para triodo y como la señal que está en fuente pasa al terminal drenaje (*drain*) la diferencia se hace pequeña y se cumple la segunda condición.

Una vez se realiza la toma de la muestra en cada alto de la señal cuadrada, ahora se realiza el sostenimiento de esta señal a través de un condensador. El τ de este condensador es $C \cdot R_{Dson}$, conociendo que el objetivo es que la señal se sostenga durante los 220us donde el led fue activado, el condensador no se debe descargar antes que esto, así que $5 \cdot \tau > 220us$, así que $C > 120uF$. Es importante aclarar que esta etapa se realiza con cada led, y que se acopla un seguidor que al tener impedancia alta de entrada evita modificar el τ .

Filtros: Extracción AC y DC

Finalmente, cuando las señales ya han sido separadas y se obtiene la señal moduladora para cada led, se deben filtrar seleccionando AC y DC para cada led y su respectiva adaptación para el ADC del Arduino, como se observa en la Figura 25. Todos los filtros son Butterworth en configuración de Sallen Key. Para el filtro pasa banda se diseña primer un pasa bajas de orden 2, de 5Hz y luego un pasa altas de 0.5Hz, de orden 2. La función de transferencia de este filtro se presenta en Ecuación 8. Para ambos filtros se utiliza el **OPA2277** cuyo offset es de 10 uV y su producto ancho de banda es de 1MHz y alta impedancia de entrada 100M Ω .

$$\frac{AC_{led}}{S_{led}} = \frac{1}{s^2 R_6 R_7 C_5 C_6 + s(R_7 C_5 + C_5 R_6) + 1} * \frac{s^2 C_8 R_9}{s^2 C_8 R_8 C_9 R_9 + s(C_9 R_9 + R_8 C_9) + 1} \quad (8)$$

El filtro para seleccionar el DC, es un filtro pasa bajas con frecuencia de corte en 0.3Hz, de orden 4. En Ecuación 9 se presenta la función de transferencia de este filtro. Para cada etapa de este filtro se utiliza el **TL071** con un offset de 3mV, GBWP de 3 MHz e impedancia de entrada alta ya que su tiene etapa de entrada JFET.

$$\frac{DC_{led}}{S_{led}} = \frac{1}{s^2 R_{14} R_{15} C_{14} C_{15} + s(R_{15} C_{14} + R_{14} C_{14}) + 1} * \frac{1}{s^2 R_{16} R_{17} C_{16} C_{17} + s(R_{17} C_{16} + R_{16} C_{16}) + 1} \quad (9)$$

En la Figura 26 se presenta la respuesta en frecuencia de todos los filtros.

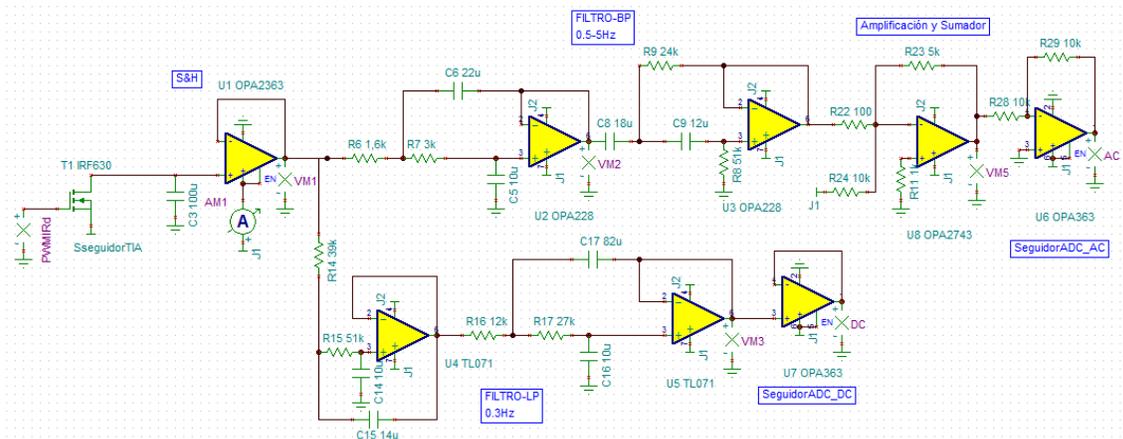
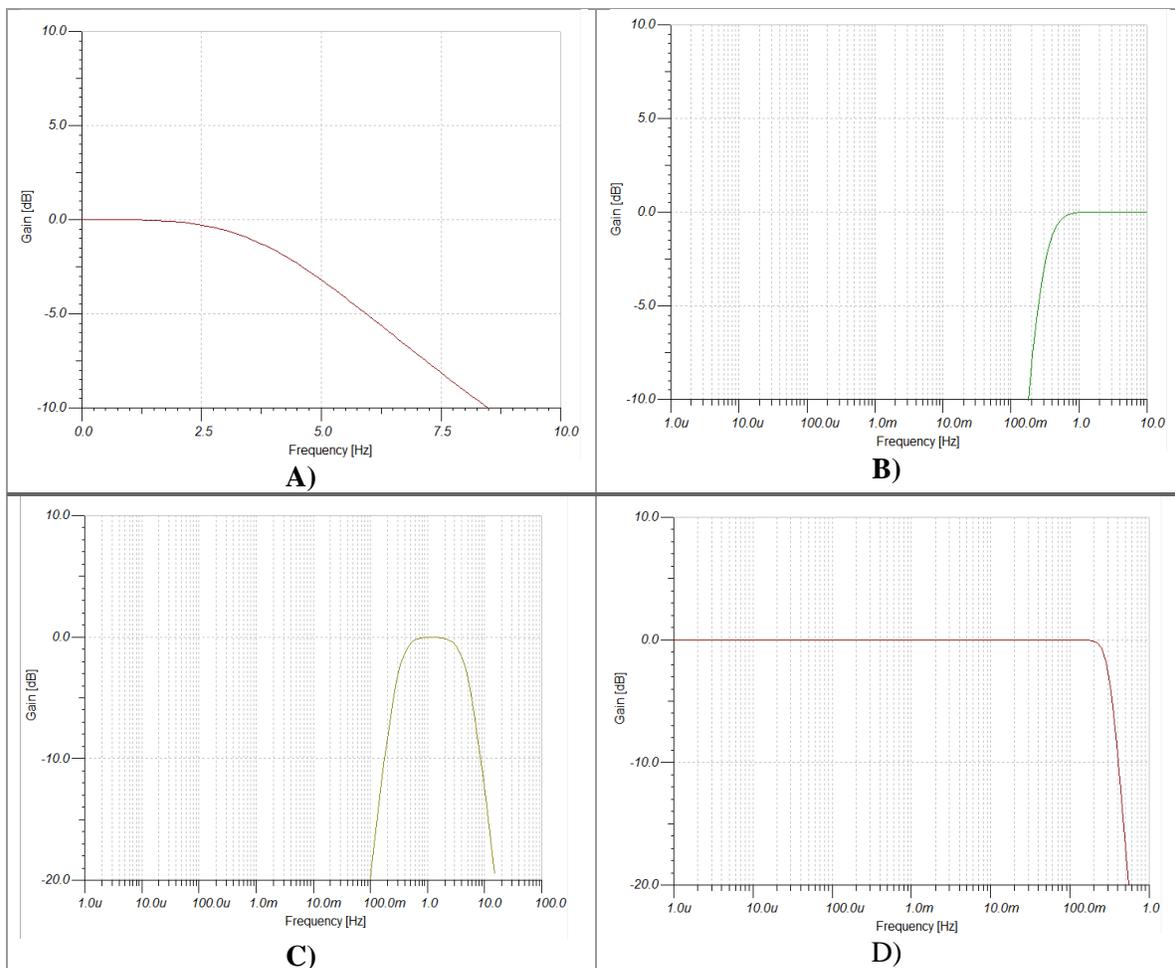


Figura 25. Circuito de demodulación, filtrado y adaptación para digitalización de la señal de cada led.



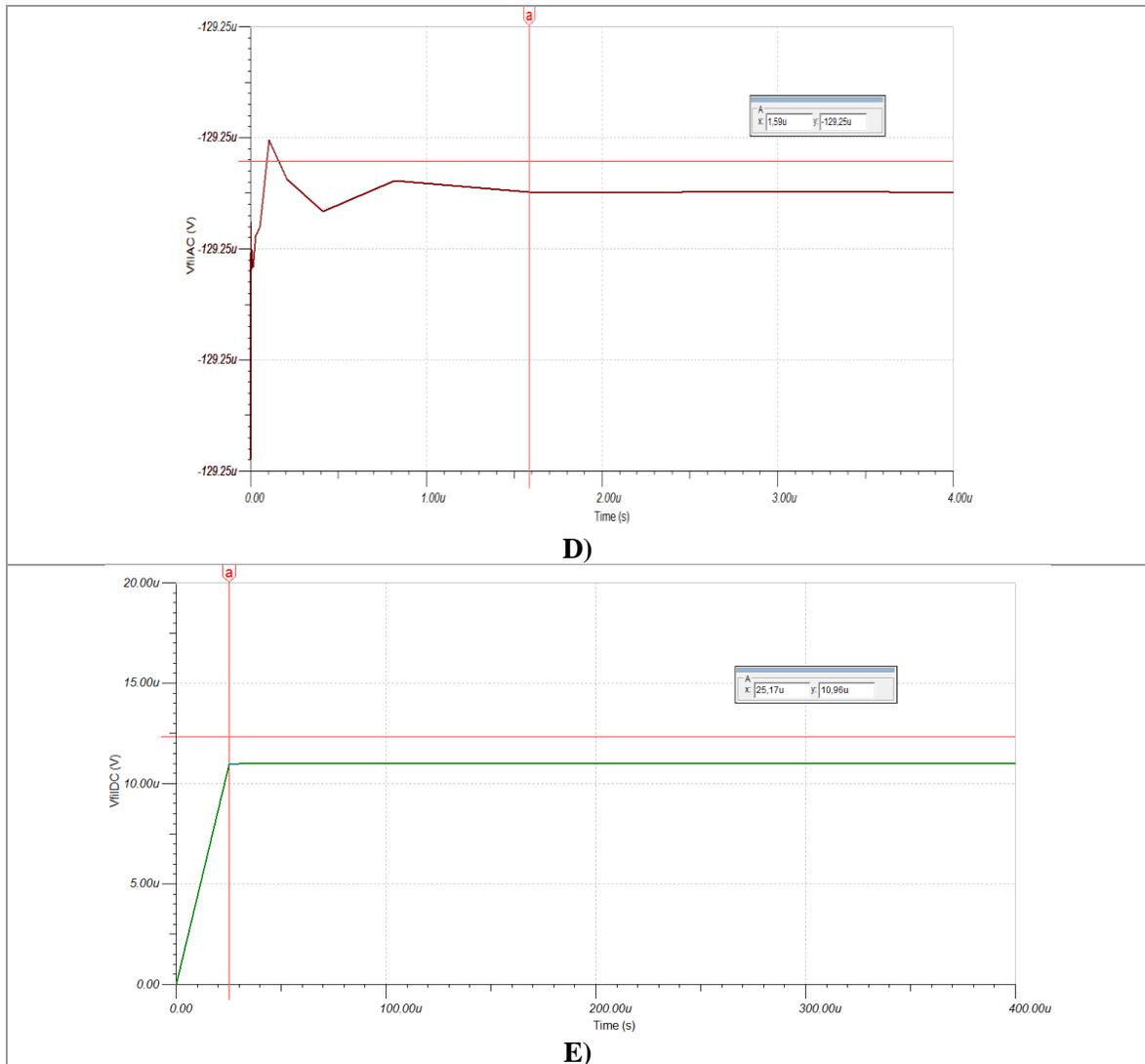


Figura 26. Bode de los filtros diseñados para seleccionar AC y DC de la señal de cada led. A) Filtro pasa-bajas de 5Hz. B) Filtro pasa-altas de 0.5Hz. C) Filtro pasa banda conformado por los dos anteriores filtros de 0.5Hz-5Hz. D) Filtro pasa bajas para selección de DC de 0.3Hz. D) Análisis transitorio para filtro de extracción de componente AC. E) Análisis transitorio para filtro de extracción de componente DC.

Además del análisis de respuesta en frecuencia se realiza un análisis transitorio de los filtros Figura 26.C y Figura 26.D, donde para el filtro de extracción AC el tiempo de estabilización de la señal es de 1.59 us y para el filtro de extracción DC es de 25.17 us. Lo cual para las variaciones de las señales que su frecuencia es de 1-3Hz, no afectan su respuesta. Adicionalmente, es importante que las variaciones de las señales AC y DC son altas cuando se cambia de sujeto, ya que se cambian los tejidos del humano y el grosor de arterias y venas, pero durante una misma medición, es decir, a una misma persona, no se van a ver alteraciones en un tiempo menor a 25.17 us.

Adaptación señales para ADC

En la Figura 25 se observa la extracción de AC y DC, y cada una debe ser digitalizada, por lo tanto conociendo que el AC es el 2% sobre toda la señal debe ser amplificado a todo el rango dinámico del ADC (0-5V) y adicional como el Arduino Nano no acepta voltajes negativos, se le debe sumar un DC de 2.5V para que la señal pueda ser correctamente digitalizada. El voltaje a la salida de esta etapa es

igual a $VAC_{amp} = -R23 * (\frac{S_{filtroAC}}{R22} + \frac{VCC}{R24})$. Considerando la amplitud de la señal AC filtrada, en el orden de 50mV a 100mV, se realiza una amplificación a la señal de $50 = \frac{R23}{R22}$ y se desea centrar la señal en 2.5V, por lo tanto, el $2.5V = \frac{R23}{R24} * VCC$, resultando $R22=100\Omega$, $R23=5k\Omega$ y $R24=10k\Omega$. El amplificador seleccionado para esta etapa es **OPA2743**, cuyo offset es 3.5mV y es *rail to rail*. Considerando que el voltaje de salida de la anterior etapa es negativo, se utiliza un amplificador de ganancia -1, que también con su baja impedancia permita el acople directo con el ADC utilizando el **OPA2363** con un offset máximo de 500uV y salida *rail to rail* y para generar la ganancia $R28=R29=10k\Omega$. Ahora, con la señal DC se ingresa directamente un seguidor con el mismo amplificador utilizado para la última etapa del AC.

Señales de activación

Como se observa en la Figura 19 las señales de activación para los leds y para la etapa de *sample and hold* se generan a través del microcontrolador Arduino, específicamente Arduino nano. A través de 4 de sus 14 pines digitales con corriente máxima de salida de 40 mA, se define la activación de acuerdo con los tiempos del diagrama de tiempo de la Figura 18, teniendo en cuenta el delay y la inversión de las dos señales para la activación de cada mosfet y así su correcta demodulación. En el Anexo 3 se presenta el código para la generación de estas señales.

Simulación

El circuito fue implementado en la herramienta de simulación TINA-TI. En *Figura 27* se presenta la simulación donde se observa la conversión de corriente en orden de 10uA a voltaje en el rango de 1-4V.

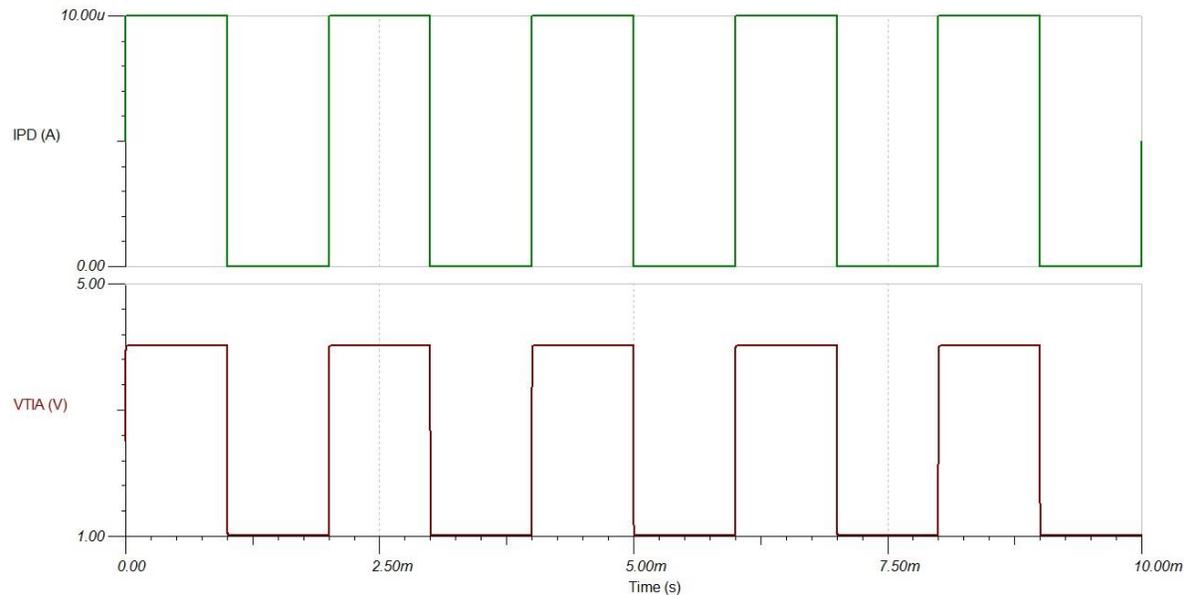
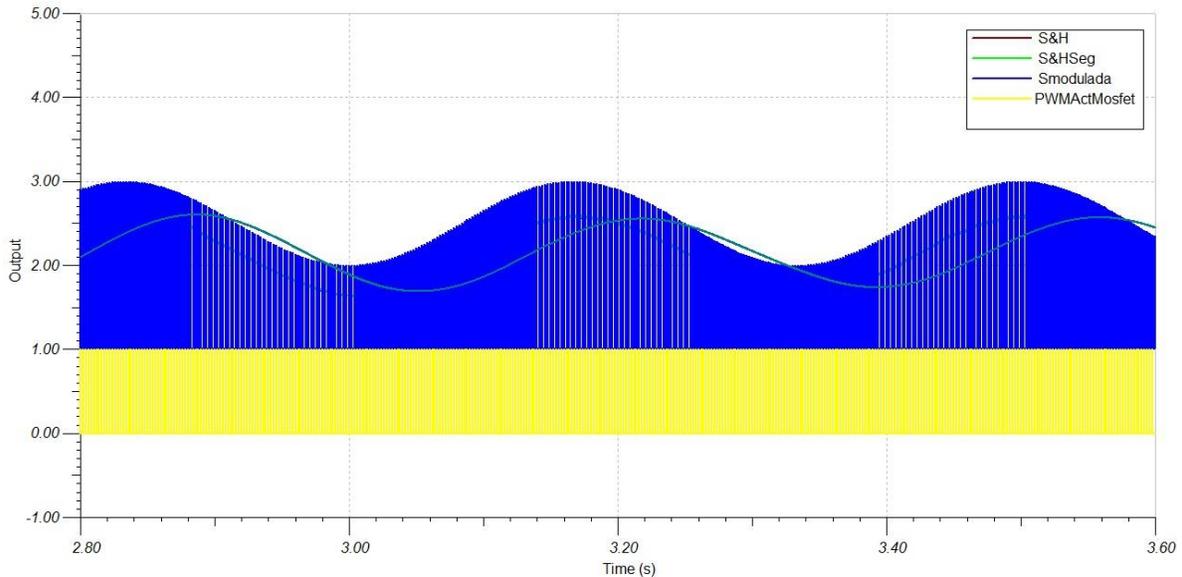


Figura 27. Simulación de etapa de amplificador de transimpedancia. Se simula una corriente de onda cuadrada de 10uA con frecuencia de 500Hz y se observa a la salida del TIA, la amplificación de cuando la corriente es máxima el voltaje es 4V y cuando es mínima el voltaje es 1V.

Esta herramienta simulación permite importar señales en voltaje de cualquier .txt, por lo tanto, mediante Matlab® se genera la modulación de una señal cuadrada multiplicada por un seno al cuadrado y se obtiene la señal modulada que se presenta en *Figura 28.A*. En esta figura se puede observar el correcto funcionamiento del *sample and hold*. En *Figura 28.B* se presenta la señal filtrada del *sample and hold*, extrayendo su DC y AC, la señal DC entra a un seguidor y posteriormente al

ADC, mientras que a la señal AC para llevarla al rango dinámico del ADC, es decir, de 0 a 5 V. Se realiza un sumador para dejar la señal centrada en 2.5V y una amplitud en todo el rango.

A)



B)

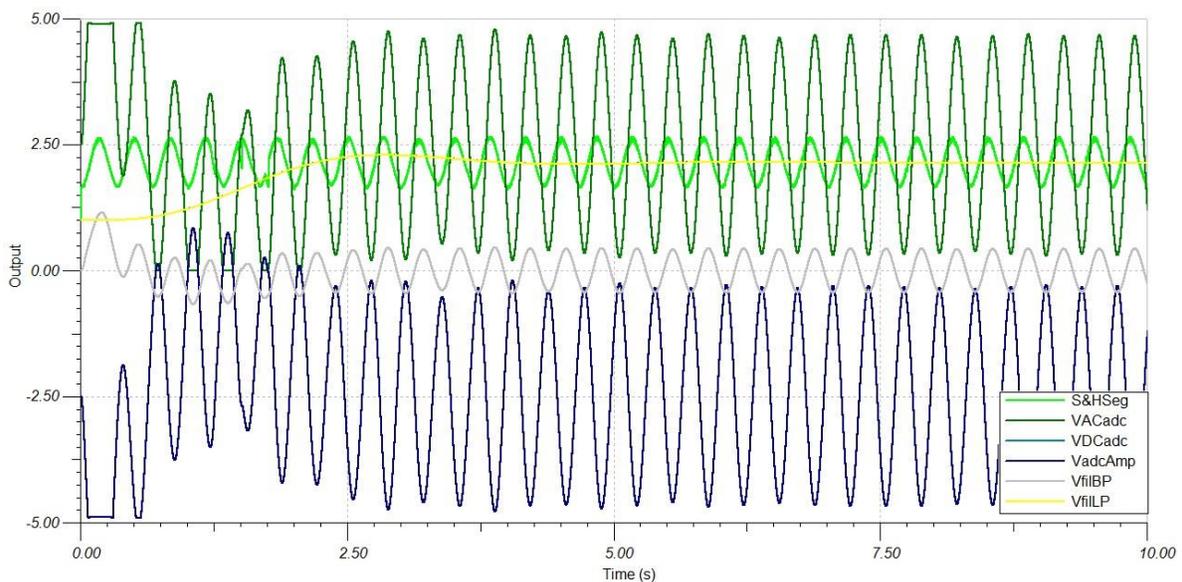


Figura 28. A) Simulación de la etapa de modulación. Amarilla: Señal cuadrada para activación del MOSFET (Señal cuadrada a una frecuencia de 500Hz). Azul: Señal modulada importada en Matlab®. Roja y Verde: Sostenimiento de la señal. B. Simulación de filtrado DC y AC de la señal de S&H. Etapa de amplificación y sumador y seguidor salida.

4.3. Integración y Digitalización

Este bloque del sistema consiste en la integración de los dos circuitos al convertidor analógico-digital. Así que este debe tener al menos 5 entradas analógicas. De acuerdo a los bits, se supone que una señal con una relación AC / DC de 0.1% se convierte con una resolución digital de al menos 1% para el componente de CA. Esto lleva a una resolución global requerida (AC + DC) de 0.001% o al menos 16 bits. Efectivamente, solo se utilizan 6 bits para la señal de CA, pero debido a que el sistema filtra y amplifica esta señal el fabricante recomienda 10 bits del ADC.

Adicionalmente, debido a la baja frecuencia de las señales, la frecuencia de muestreo debe ser de al menos 6Hz. Este debe ser compatible con cualquier sistema operativo y permitir comunicación serial. Y debido a que la visualización y procesamiento se realizará en Matlab®, la lectura de los datos debe tener la posibilidad de comunicación con este software.

Así como se seleccionó el Arduino Nano para las señales de activación de los leds y de la etapa de demodulación, se selecciona el Arduino Nano para la digitalización de las señales, debido a que además de ser compatible en comunicación serial con los sistemas operativos de Windows, Mac OSX y Linux, posee un conversor analógico-digital de 10-bits de resolución con 15 kSPS (muestras por segundo), y está integrado en el procesador ATmega328. Este permite un proceso de conversión de 13 μs a 260 μs, también posee seis entradas analógicas multiplexadas que leen en el rango de voltaje de 0-5V. El ADC se basa en la realización de comparaciones sucesivas de manera descendente o ascendente, hasta que se encuentra la combinación que iguala la tensión analógica.

El ADC convierte linealmente el valor entrante entre GND y Vref en 2ⁿ pasos. La exactitud del ADC depende de diferentes parámetros:

- Offset: Cuando el ADC en vez de leer 0x000, lee 0x001, poniendo el bit menos significativo en alto, afectando la medida.
- La cantidad de bits efectivos (ENOB) es directamente dependiente de la frecuencia del reloj interno al que funcione el ATmega.

De acuerdo con el último punto, se debe establecer dentro del código de programación del Arduino la frecuencia de operación como máximo en 125 kHz para mantener una resolución próxima a los 10 bits. Cuando se realiza la programación en el lenguaje de Arduino, éste define por defecto un pre-escalador de 128 para el reloj. De esta manera se garantiza que la frecuencia de operación del reloj será $f_{clock} = \frac{f_{max}}{Factor_{preescalador}} = \frac{16MHz}{128} = 125 kHz$. Adicional, los registros del conversor serán

guardados con el siguiente valor de conversión $ADC = Vin * \frac{1024}{Vref}$. En la ecuación se evidencia que la exactitud del valor Vref es determinante para la medida realizada. El ATmega328 incluye una referencia interna de 1.1 V.

La resolución está dada por $Resolución_{ADC} = \frac{Voltaje_{sistema}}{Niveles_{ADC}} = \frac{5V}{1023} = 4.88mV$. Lo cual tanto para la medida de temperatura como las señales de pulsioximetría son adecuadas, en especial, para la primera debido a la resolución de 90 mV para 0.1°C. El valor ADC esperado se presenta en la Ecuación 10.

$$lectura_{ADC} = \frac{Niveles_{ADC}}{Voltaje_{sistema}} * Voltaje_{AnalogIn} = \frac{1023}{5} * Voltaje_{AnalogIn} \quad (10)$$

Frecuencia de muestreo

Además de la exactitud del valor digitalizado es importante cumplir con la tasa de Nyquist en el muestreo, es decir, que la frecuencia de muestreo sea dos veces mayor a la frecuencia más alta de la señal. En Tabla 13 se muestra el rango de frecuencia, donde la frecuencia más alta es de 3Hz, por lo tanto, **fm>6Hz**.

Señal	Frecuencia
Temperatura	DC~2mHz
Señal AC pulsioximetría	0.5Hz-3Hz
Señal DC pulsioximetría	DC~5mHz

Tabla 13. Rango de frecuencia de las señales a digitalizar.

La frecuencia del reloj interno del ATmega328 es quien define la frecuencia de muestreo. Además, el ADC requiere 13 ciclos de reloj para la conversión, es decir, funcionando a la frecuencia de 125 kHz se obtendrían 9615 muestras por segundo, limitando el ancho de banda de las señales a 4.8 kHz. Al ser una frecuencia tan alta para las frecuencias que se manejan, se resalta la importancia de los filtros *antialiasing*, para no muestrear ruidos no deseados. Adicional para no muestrear a tan alta tasa, se hace uso de la función `micros()` que retorna el número de microsegundos desde que el Arduino

comienza a correr el programa. Por lo tanto, en el loop principal se define la siguiente función, indicando al Arduino que cada cierto tiempo active la función sample(), permitiendo realizar el muestreo a una frecuencia determinada.

```

if (micros () - last_us> PERIOD)
{
last_us += PERIOD ;
sample () ;
}

```

Por otro lado, la velocidad de transmisión de datos fue establecida como 9600 baud tanto en el Arduino como en la interfaz de visualización; sin embargo, esta velocidad puede llegar hasta 115200 bauds lo que permitiría monitorear con una mayor precisión las señales en tiempo real, lo anterior se propone como una posible mejora en trabajos posteriores.

Debido a que se desea hacer adquisición, visualización y procesamiento en tiempo real, se utiliza Matlab® y el puerto serial para adquirir estas señales. Pero debido al procesamiento de este software asíncrono a Arduino, se pierden muestras. En el Anexo 1 se presenta el código de Arduino y se define que PERIOD es 1780 us, es decir una frecuencia de muestreo de 560Hz. Pero en Anexo 2 se muestra el código en Matlab® de la respectiva comunicación con el puerto serial y la adquisición de lo que está en el puerto durante un while, así que el tiempo de muestreo es lo que demore en realizar todas las funciones dentro del while. Experimentalmente, se realiza la adquisición de las 5 señales y la frecuencia de muestreo es de 14 Hz mínimo, por lo tanto, aún se cumple con la tasa de Nyquist.

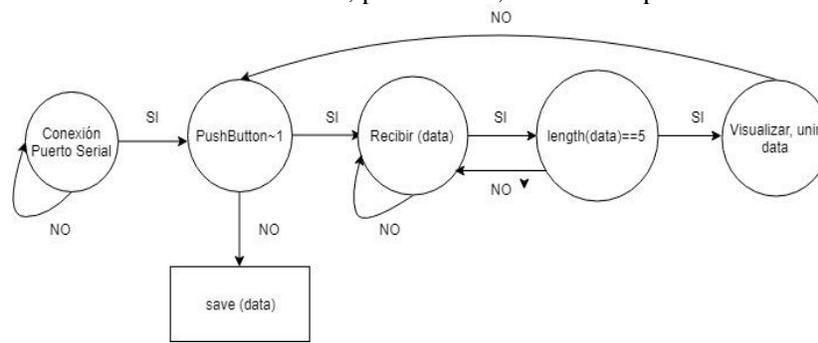


Figura 29. Diagrama de estados de la adquisición de datos mediante el software de Matlab®.

4.4. Bloque de Visualización y Procesamiento

Este bloque tiene dos objetivos principales, el primero es la visualización y registro de las dos señales provenientes de los circuitos de adquisición analógica en tiempo real. Y la visualización y procesamiento de señales de una base de datos, que además de las señales de temperatura, pulso y oxigenación de la sangre, se añadirán señales de electrocardiografía y electromiografía.

Para el desarrollo de este bloque se realiza el código en el software Matlab®, debido a la comunicación serial que tiene, permitiendo adquirir los datos del Arduino en tiempo real. Adicional, la variedad de opciones de funciones y desarrollo de interfaz gráfica.

Inicialmente, se debe iniciar con la conexión de Matlab® con el puerto serial donde está conectado el Arduino Nano. Para esto se usarán las funciones de Matlab®, que cumplen con el estándar TIA/EIA-232-F que define la comunicación el terminal de datos de la computadora (DTE) y el equipo de comunicación de datos (DCE), en este caso Arduino.

4.4.1. Procesamiento

Con base en el diagrama de bloques general de la Figura 7, a cada una de las señales se le realizará procesamiento, para posterior cálculo de variables importantes para el monitoreo de un usuario.

4.4.1.1. Pulso y Oxigenación de la sangre

Teniendo en cuenta que el circuito de pulsioximetría entrega 2 señales AC y DC, el objetivo de esta etapa es encontrar los valores pulso y la oxigenación de la sangre. Para esto se desarrolla cada etapa del diagrama de bloques de Figura 30.

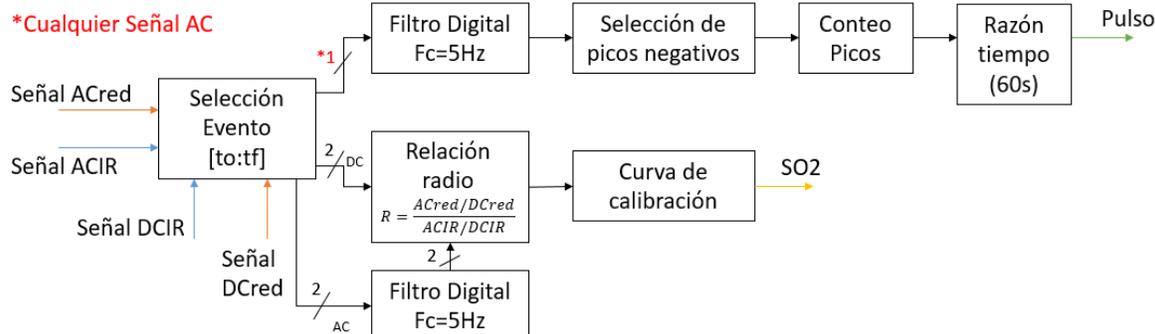


Figura 30. Diagrama de bloques para procesamiento y medición de pulso y oxigenación de la sangre.

Tanto en la adquisición en tiempo real como en el procesamiento de las señales establecidas, se realiza el procesamiento de todas las señales por tramos o eventos. Por lo tanto, el proceso inicial consiste en selección de estas muestras, posteriormente mediante la función *fdesign* de Matlab® se diseña un filtro pasa bajas de 5Hz con el fin de eliminar todo ruido de las señales AC. Luego ocurren dos procesos, para hallar pulso, sólo se requiere de filtrar una señal AC, luego, selección de picos que se realiza a partir de un umbral, donde se detectará como pico, cada que la señal esté por debajo de este valor. Este umbral se realiza estadísticamente, a partir del histograma y selección de un percentil, en este caso 20%. Luego se realiza el conteo de estos puntos y se multiplica por la respectiva razón de tiempo, es decir, si la señal que se tomó es de 10s, los picos encontrados deben ser multiplicados por $\frac{60s}{tf-t_0}$, para encontrar correctamente los bpm.

El segundo proceso consiste en la relación del radio entre AC y DC de la Ecuación 1. Por lo tanto, las señales AC son filtradas en filtro pasa bajas de $f_c=5\text{Hz}$, se hace el cálculo del radio y de acuerdo con la curva de calibración del sistema se entrega el valor de oxigenación de la sangre.

4.4.1.2. Temperatura

Como se especificó en el marco teórico el procesamiento y análisis de una señal de temperatura va enfocado directamente al monitoreo y sistema de alertas, por lo tanto, se desarrolla el diagrama de bloques de Figura 31. De la señal entrante se seleccionan unas muestras, de las cuales se realiza un promedio para adquirir sólo un voltaje con mayor estabilidad, este voltaje ingresa al bloque de traducción de voltaje a temperatura, que se calcula a partir de la solución de la Ecuación 7. Una vez se encuentra el valor de temperatura [°C] se alerta al usuario acerca del estado de este valor.

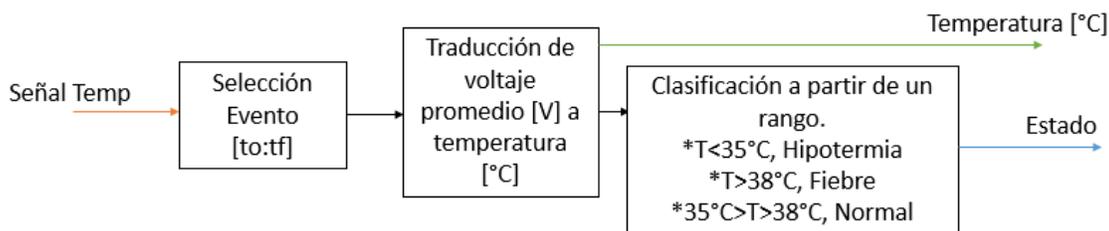


Figura 31. Diagrama de bloques para procesamiento y sistema de alertas, a partir de la señal de voltaje del circuito de temperatura.

4.4.1.3. EMG

Ya que el objetivo de este procesamiento es extraer medidas que permitan posteriormente funcionar como características para un algoritmo de aprendizaje de máquina. En Figura 32 se presenta el

diagrama de bloques donde nuevamente sobre un evento de la señal se extraen los picos que indican cuando un músculo realiza la mayor contracción, adicional, se encuentra la envolvente a través de un filtro en la frecuencia, $f_m/2$. Y finalmente, de esta envolvente la selección del valor máximo y el valor promedio.

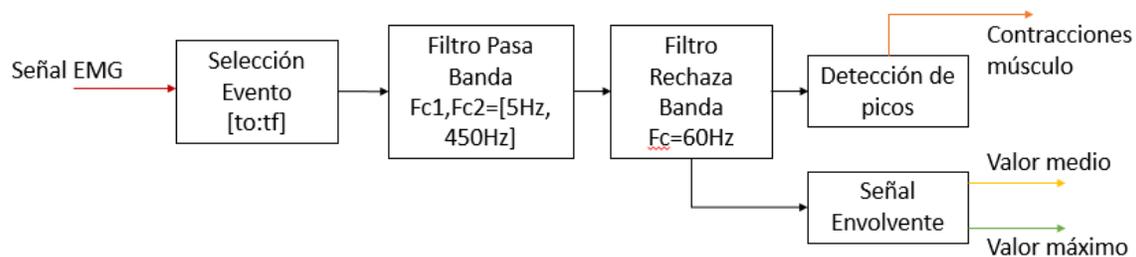


Figura 32. Diagrama de bloques para el procesamiento de la señal EMG.

Selección Señales base de datos

Debido a que en Physionet sólo se presentaban señales EMG con adquisición invasiva, se recurre a la base de datos de [39], realizada por Christos Sapsanis y Anthony Tzes de ANÉMoS Lab, Universidad de Patras, y G. Georgoulas de Laboratorio de KIC del Instituto Tecnológico Educativo de Epiro. Los datos fueron recolectados a una **tasa de muestreo de 500 Hz**, utilizando como núcleo de programación el *National Instrumental Labview*. Las señales se filtraron con paso de banda usando un filtro Butterworth Band Pass con corte alto y bajo a 15 Hz y 500 Hz respectivamente y un filtro de muesca a 50 Hz para eliminar los artefactos de interferencia de línea. Los experimentos consistieron en el agarre libre y repetido de diferentes elementos (*Spherical, Tip, Palmar, Lateral, Cylindrical, Hook*), que eran esenciales para realizar los movimientos de la mano. La velocidad y la fuerza fueron dejadas intencionalmente a la voluntad del sujeto. Había dos electrodos EMG en la superficie del antebrazo flexor y extensor sujetos con bandas elásticas y el electrodo de referencia en el hueso. Se incluyen dos bases de datos diferentes:

- 5 sujetos sanos (dos hombres y tres mujeres) de la misma edad aproximadamente (de 20 a 22 años) realizaron los 6 agarres 30 veces cada uno. El tiempo medido es 6 segundos. Hay un archivo en formato .mat disponible para cada medición.
- 1 sujeto sano (hombre, 22 años de edad) realizó seis agarres por 100 veces cada uno durante 3 días consecutivos. El tiempo medido es de 5 seg. Hay un archivo .mat disponible para todos los días.

En resumen, en cada medición, hay un archivo .mat con 12 matrices, en cuya matriz habrá 30 filas (ensayos) y 3000 (puntos de la señal) columnas para la base de datos 1 (o 100 filas y 2500 columnas para la base de datos 2). En **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.** se presentan las señales específicamente seleccionadas para la base de datos, sólo se tomaron del canal 1. Específicamente se seleccionaron las señales de las 5 personas que realizaron los 6 agarres 30 veces, donde por cada persona se extraen dos señales del canal 1. La primera es la unión de las 30 repeticiones del movimiento de sostenimiento de objetos cilíndricos. Y la segunda, es la unión de esta señal con las 30 repeticiones del agarre de objetos esféricos. En conclusión, se obtienen 10 señales, 2 de cada sujeto, siendo la primera de 3 minutos y la segunda de 6 minutos.

4.4.1.4. ECG

De acuerdo con la extracción de dos variables que funcionen como características de la señal ECG, se seleccionan dos medidas tales como pulso y distancia entre picos, tal como se muestra en Figura 33. Inicialmente se debe filtrar función *fdesign* en el rango general de las señales de ECG, como no fueron señales adquiridas propiamente, se debe eliminar el ruido de fuentes de 60Hz. La detección de picos se realiza mediante *findpeaks()*, nuevamente se debe realizar la relación con el tiempo y hallar la distancia entre estos picos.

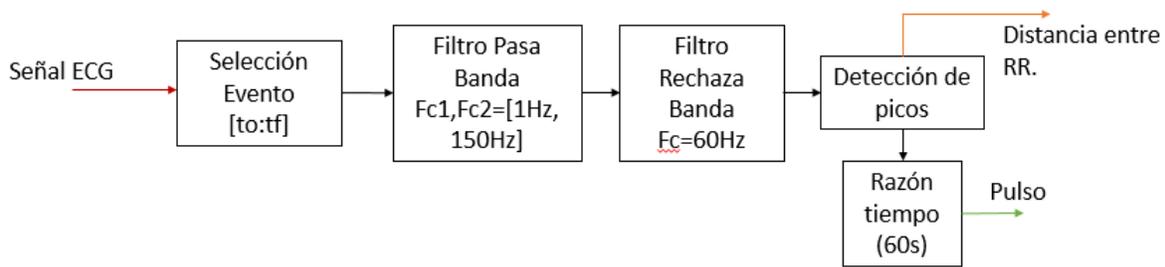


Figura 33. Diagrama de bloques para el procesamiento de la señal ECG.

Selección Señales base de datos

En [31] se puede encontrar un banco de señales públicas y la debida descripción de los experimentos tomados, en este caso se selecciona la base de datos europea ST-T, que consta de 90 fragmentos anotados de grabaciones ECG ambulatorias de 79 sujetos. Los sujetos fueron 70 hombres de 30 a 84 años y 8 mujeres de 55 a 71. Cada registro presenta informes cénicos, que se encuentran dentro de los archivos de encabezado (.hea) asociados con cada registro, resumen la patología, los medicamentos, el desequilibrio electrolítico y la información técnica sobre cada grabación. Cada registro tiene una duración de dos horas y contiene dos señales, cada una **muestreada a 250 muestras por segundo** con una resolución de 12 bits en un rango de entrada nominal de 20 milivoltios. Los valores de muestra se volvieron a escalar después de la digitalización con referencia a las señales de calibración en las grabaciones analógicas originales, para obtener una escala uniforme de 200 unidades de ADC por milivoltios para todas las señales. Se seleccionó esta base de datos ya que el objetivo del experimento era el registro de cada latido a latido. En Physionet se encuentra 90 nombres de registro donde algunos no tienen completa la información. Por lo tanto, se examinan las señales y se seleccionan 10 señales, es decir, 5 pacientes y la toma de dos muestras de 10 minutos de una de sus señales en un canal. Se trabajan con las señales del canal 1 de e0118, e0124, e0129, e0817 y e0818, donde las dos últimas son de mujeres.

4.5. Interfaz Gráfica

4.5.1. Interfaz de visualización y registro en tiempo real

La función de esta interfaz es permitir visualizar las señales digitalizadas de los circuitos de temperatura, pulso y oxigenación de la sangre, además de su registro. El objetivo de Medlektra2.0 es un sistema de monitoreo, por lo tanto, en tiempo real se realizarán alertas de acuerdo con la temperatura del paciente y se hallará el pulso y la oxigenación de la sangre, a partir de las 2 señales AC y DC, para cada led. En Anexo 2 se presenta el código de la interfaz de adquisición y visualización en tiempo real y se muestra la conexión serial.

Para establecer esta comunicación serial primero se deben leer y borrar todos los puertos seriales en el workspace de MatLab® empleando la función `instrfind`. Luego, se procede a detectar el puerto serial al que está conectado el Arduino empleando la función `instrhwinfo('serial')` que retorna información del hardware serial conectado, así se puede mostrar al usuario las opciones de puertos, para escoger aquel que contiene el Arduino Nano, por lo tanto, es vital que el usuario conozca en qué puerto está conectado su microcontrolador. (FLUJO)

La comunicación serial con el dispositivo debe sincronizarse con la velocidad de transmisión de los bits. Por especificaciones del Arduino se define esta velocidad como 9600 baud, es decir, 9600 bits por segundo. Para leer los datos se empleó la función `fopen()`, allí se especifica el puerto de comunicación y el formato de lectura de datos, que en nuestro caso será `float`. El usuario en la interfaz tiene la opción de visualizar las 5 señales al tiempo, o seleccionar entre ver las 4 de pulsioximetría o solamente temperatura.

Al finalizar la visualización, las señales son guardadas en formato .txt, donde sus primeras 5 líneas son de información de las señales. El formato de información de cabecera se presenta a continuación,

- “Señales Medelektra”.
- Fecha y Hora de la medición.
- Edad y sexo del usuario.
- “Fs=”
- La cuarta línea incluye el valor de la frecuencia de muestreo para cada señal, que por experimento será la misma, pero es importante, ya que al momento de unir con las señales de EMG y ECG tomadas de otros sistemas con frecuencia diferente, se debe tener claridad de este valor. Por ejemplo, en dado caso de tomar las 5 señales esta línea será “fs;fs;fs;fs;fs”.
- Indicador de columna de acuerdo con las señales. Por ejemplo, si son las 5 señales siempre irán en este orden: “ADCR;DCR;ACIR;DCIR;Temp”

Posterior a esta información, se registra cada señal por columna, debajo de su respectivo indicador. Los datos están separados por tab.

Durante el proceso de adquisición como se puede observar en Figura 34, se presenta para el panel de temperatura la traducción de voltaje a temperatura y el estado de esta temperatura de acuerdo a los rangos de la Tabla 3. Para el panel de pulsioximetría se realiza el cálculo de pulso y oxigenación de la sangre. Así como en procesamiento se habla de selección de eventos, en tiempo real para ambas señales se toman tramos de la señal para entregar estos valores. Para temperatura cada 50 muestras se realiza un promedio y se presenta la información, y para pulso y oxigenación cada 200 muestras, permitiendo mayor estabilidad en la medida.

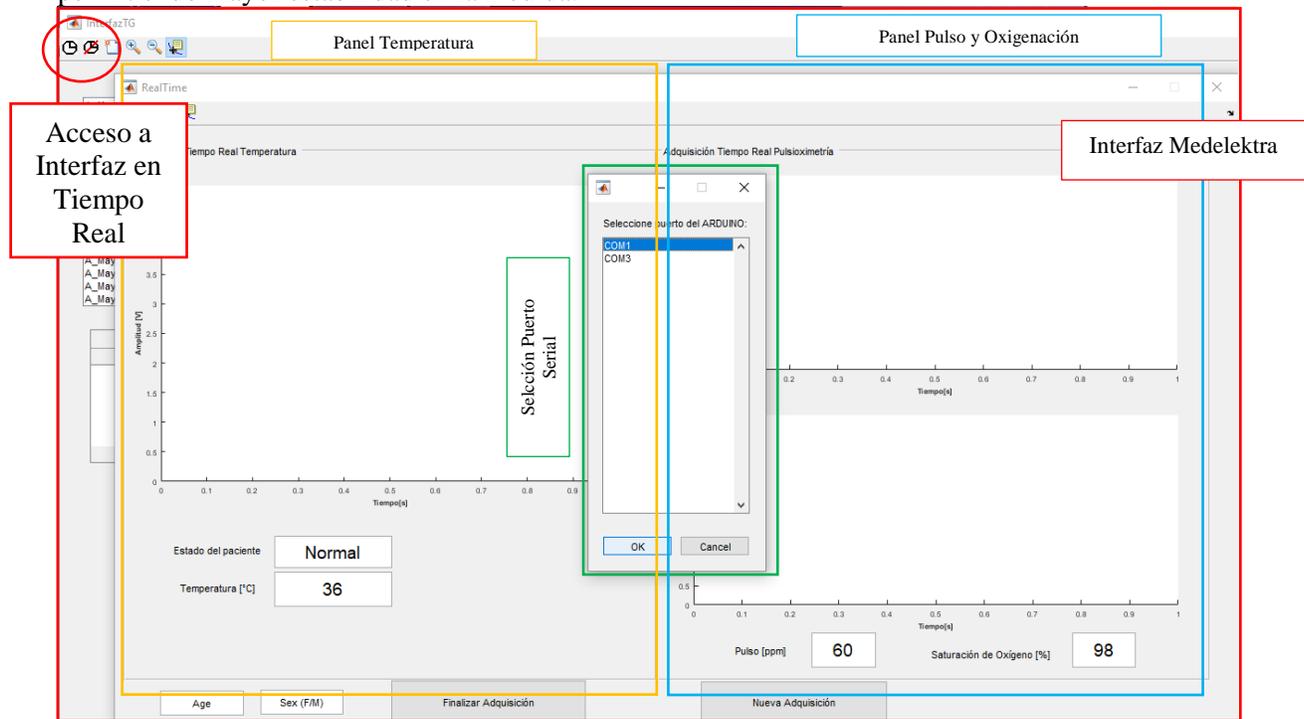


Figura 34. Interfaz Online para visualización, sistema de alerta y registro de las señales de temperatura, pulso y oxigenación de la sangre.

4.5.2. Interfaz de visualización y procesamiento

Cada señal adquirida mediante la interfaz online, se asigna en una carpeta donde además de las adquiridas por el sistema Medelektra se encuentran señales de electrocardiografía y electromiografía. Cada una de estas señales pueden ser visualizadas y procesadas.

4.5.2.1. Base de datos

Las señales serán guardadas por el nombre 'A_fecha_hora.txt', y existen 5 diferentes tipos de señales:

- Señal de Pulsioximetría: Contiene las 4 señales, ACR,DCR,ACIR,DCIR, del sensor.
- Señal de Temperatura.
- Señal de EMG: Hay específicamente 10 señales.
- Señal de ECG. Hay específicamente 10 señales.
- Señales de Pulsioximetría y Temperatura: Adquisición y registro mediante, mediante la interfaz y sistema de Medelektra.

Cada una de estas señales tienen el encabezado mostrado previamente.

4.5.2.2. Diseño Interfaz

Esta interfaz cuenta con la opción de acceder a la interfaz en tiempo real, y permite visualizar en una tabla la información principal de la señal: frecuencia de muestreo y nombre de las señales del archivo. El usuario tiene la opción de visualizar cualquier señal y realizar un procesamiento sobre todo el rango de tiempo de la señal o seleccionar eventos para su mejor análisis. En

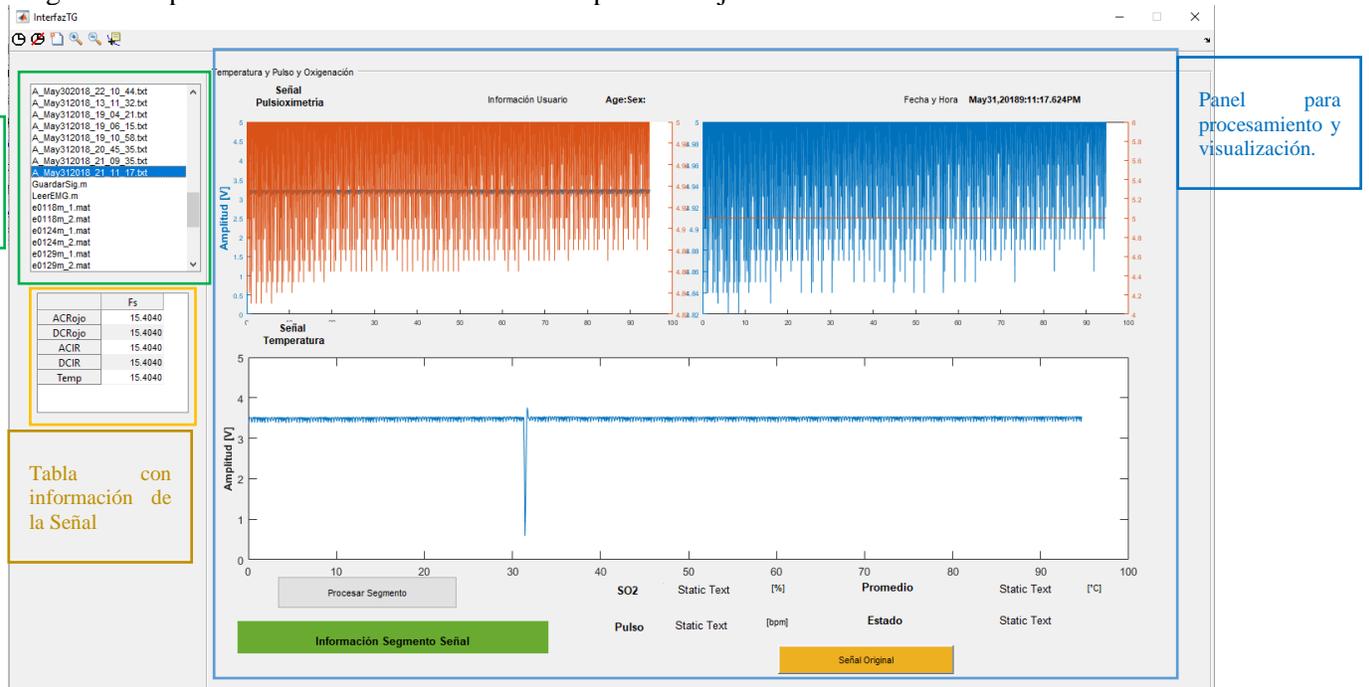


Figura 35. Presentación Interfaz de visualización y procesamiento.

Capítulo 5

5. Protocolo de Pruebas

En esta sección se detallan los protocolos de pruebas establecidos para la evaluación de las especificaciones de cada etapa del sistema. Se presenta la validación de la etapa de adquisición analógica, luego de la etapa de digitalización. Posteriormente, se valida el sistema completo. Para el desarrollo de las pruebas se utiliza:

- Osciloscopio Agilent DSO-X 3034A.
- Generador de funciones Tektronix AFG1022.
- Fuente de voltaje dual DPS-1303D.

5.1. Verificación experimental circuito

Inicialmente se verifica el sistema de adquisición analógica mediante la caracterización de cada etapa. Luego se verifica si el proceso de digitalización se realiza correctamente para señales en el rango de frecuencia y amplitud con el que se trabajarán.

5.1.1. Pulso y Oxigenación de la sangre

Caracterización etapa de transimpedancia y de demodulación (S&H)

1. Verificación de señales activación LED, con regulación de voltaje para cada uno.
2. Verificación de señales de activación del MOSFET. Rectificación Inversión de voltaje.
3. Desacoplar las etapas del TIA y S&H de su respectivo acondicionamiento.
4. Visualizar el voltaje de salida de la etapa de transimpedancia.
5. Registrar el voltaje de la etapa de S&H.

Medición de ancho de banda del circuito posterior a la etapa de demodulación

El procedimiento a seguir es el siguiente:

1. Desconectar la etapa de S&H de la etapa de acondicionamiento de la señal (filtros, amplificador y seguidor).
2. Conectar la salida OUTPUT del generador de funciones a la entrada de la etapa de acondicionamiento para cada led.
3. Conectar la salida GCV-OUTPUT al canal 1 del osciloscopio y la salida del circuito al canal 2.
4. Para establecer la frecuencia de inicio del barrido activar la opción INT del menú SWEEP del generador.
5. Con la perilla START modificar la frecuencia de inicio.
6. En el menú SWEEP activar la opción STOP y modificar la frecuencia final del barrido.
7. Iniciar el barrido en frecuencia con la opción RUN-SET. Registrar la señal de salida y entrada.

Medición del nivel de piso de ruido

1. Desacoplar las etapas del S&H de los filtros.
2. Conectar la entrada de cada filtro (AC y DC) a tierra.
3. Registrar y observar el espectro de frecuencias con la función MATH del osciloscopio.
4. Analizar la componente de frecuencia del ruido.

5.1.2. Temperatura

Medición del CMRR (Common Mode Rejection Ratio)

1. Desacoplar el puente de Wheatstone de la amplificación del voltaje diferencial y filtro.
2. Unir los pines de entrada del amplificador de instrumentación e ingresar una señal seno de 1V a una frecuencia de 0.5Hz. Registrar la señal de salida y calcular la ganancia.
3. Conectar el pin positivo del amplificador de instrumentación a una señal seno de 1V a una frecuencia de 0.5Hz. Registrar la señal de salida y calcular la ganancia.

4. Calcular el $CMRR = 20 \log \left(\frac{G_{diff}}{G_{común}} \right) [dB]$. Realizar esta medición desde la etapa de amplificación, filtro, amplificación y seguidor para ADC, y desde la entrada del segundo amplificador, es decir, que incluya la amplificación y seguidor final.

Medición de ancho de banda

1. Se realiza el mismo proceso que para el pulsioxímetro. Donde la señal del generador se pondrá en la entrada del amplificador. Es decir, poniendo a tierra el terminal negativo y la señal del barrido al positivo. Registrar la salida a la final de cada etapa.

Medición del nivel de piso de ruido

1. Desacoplar la etapa de puente de Wheatstone de la primera etapa de amplificación.
2. Realizar los mismos pasos y registrar el espectro en frecuencia en la salida.

5.1.3. Digitalización

Verificación de correcta frecuencia de muestreo

1. Ingresar a los pines de digitalización señales de 1Hz, DC, 2Hz, DC y DC, respectivamente.
2. Observar estas señales en el osciloscopio.
3. Registrar las señales a través del software Matlab®, hallar el espectro de las dos señales, y verificar que su mayor componente de frecuencia sea la establecida desde el generador. Adicional rectificar la amplitud de la señal en Matlab® en relación a la del osciloscopio.

5.2. Validación sistema de adquisición

5.2.1. Pulso y Oxigenación de la sangre

Curva de Calibración del radio en relación a SO₂

1. Haciendo uso del pulsioxímetro de ChoiceMMed. Se realizarán 20 medidas con este dispositivo, paralelo a la medición con el circuito de Medelektra.
2. A través de la interfaz de visualización online, registrar el valor del radio y al mismo tiempo tomar la saturación que indica el dispositivo de ChoiceMMed.
3. Los puntos resultantes, presentarlos en una gráfica y encontrar la curva que relaciona el radio con la oxigenación de la sangre.

5.2.2. Temperatura

Validación rango de temperatura

1. Ingresar el circuito en la cámara Climática Thomson HWS-70B, en el punto con temperatura más estable.
2. Programar la cámara para realizar pasos de 0.1°C desde 31°C hasta 45°C, en cada salto se dispondrá de 10 minutos para estabilización de la cámara y se tomarán 20 valores una vez esté estabilizada la temperatura.
3. Registrar los valores de la cámara con los entregados por la interfaz de visualización en Matlab®.
4. Realizar este proceso inversamente, es decir, comenzar en 45°C y terminar en 31°C. Registrar los 20 datos cada variación de 1°C

5.2.3. Interfaz de visualización y procesamiento

Para cada señal (Pulsioximetría, temperatura, EMG y ECG) se escoge una señal de la base de datos desarrollada, y se procesa mediante Matlab®. Se registra los resultados para cada señal y presentan el respectivo análisis.

Capítulo 6

6. Resultados y Análisis

Se presentan los resultados y respectivos análisis de los resultados del protocolo de pruebas.

6.1. Verificación experimental circuito

6.1.1. Pulso y Oxigenación de la sangre

Caracterización etapa de transimpedancia y de demodulación (S&H)

En Figura 36 se puede observar el correcto funcionamiento de las señales de activación de los leds del sensor SFH7060. Debido a la resolución de Matlab se observa una distancia de 2 ms entre estado alto para un mismo led que debería ser en el orden de 1.78 ms, y el desfase entre señales desde ser aproximadamente 330 us, en esta gráfica se observa una distancia menor a 1ms. También es importante observar que se limita el voltaje de las señales de 5 V de Arduino. La señal PWMR es de 2.35 V y la señal de PWMIR es de 1.609 V.

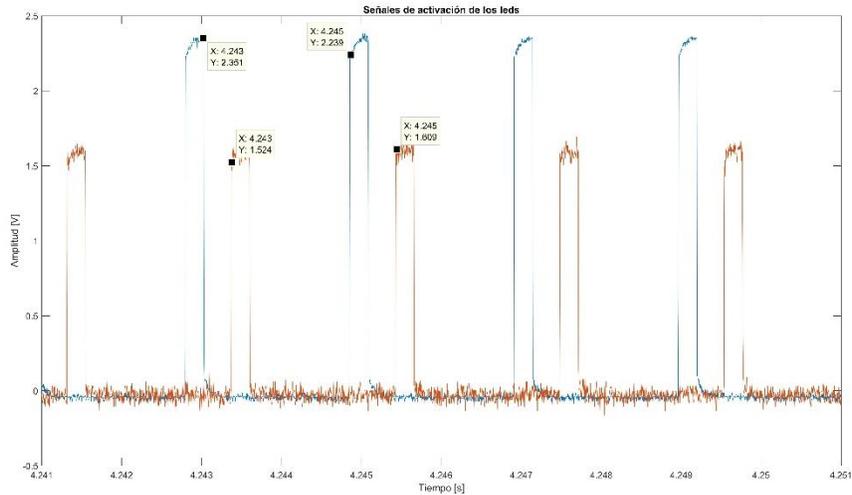


Figura 36. Señales Activación LEDs. Azul: Señal de activación para led rojo. Naranja: Señal activación led infrarrojo.

En Figura 37 se verifica el funcionamiento de las señales para activación del mosfet. Aquí se observa que la señal de Arduino negada desde el código (Señal Verde) pasa por la etapa de amplificación de corriente, se invierte (Señal Azul), permitiendo el correcto muestreo de la señal.

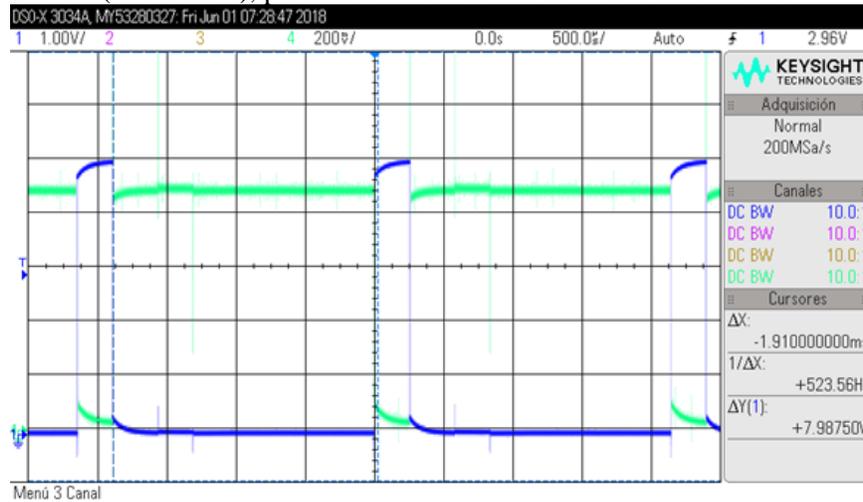


Figura 37. Verificación de adaptación señales de activación del mosfet. La señal verde es la señal programada directamente desde Arduino, para que pasando por la etapa de amplificación de corriente realice la debida inversión de voltaje en el rango de frecuencia de 523Hz.

En la Figura 38 se comprueba primero que si fue amplificada la corriente de la señal de arduino, ya que el mosfet entra a los estados de corte y triodo, permitiendo el muestreo y sostenimiento de la señal (Señal Verde). Adicionalmente, verificando esta etapa, se verifica la etapa de amplificador de transimpedancia, ya que en la señal amarilla se observa el voltaje modulado.

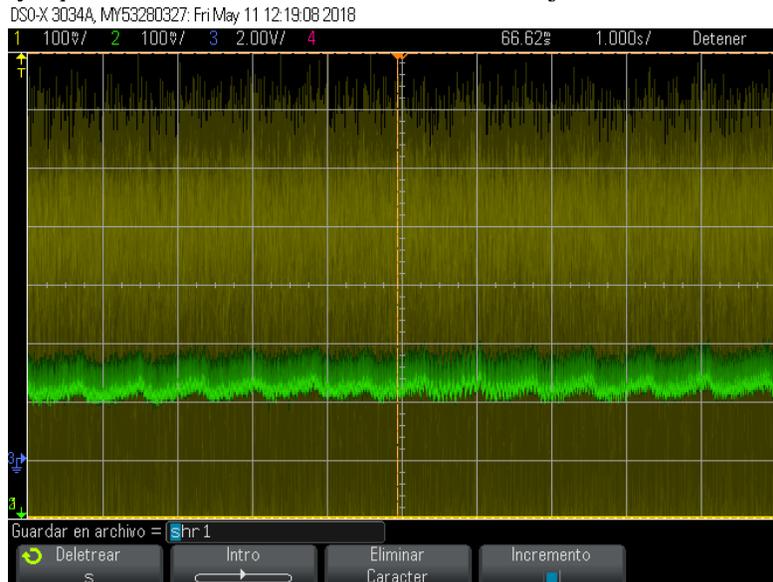


Figura 38. Señales de salida de etapa transimpedancia y demodulación. La señal verde es la señal muestreada y sostenida cada que la señal de activación de mosfet lo indica.

Finalmente, en Figura 39 se presenta la salida de las 4 señales del circuito de pulsoximetría. Se verifica la etapa de sumador, debido a que las dos señales AC se encuentra sobre un offset de 2.5 V.

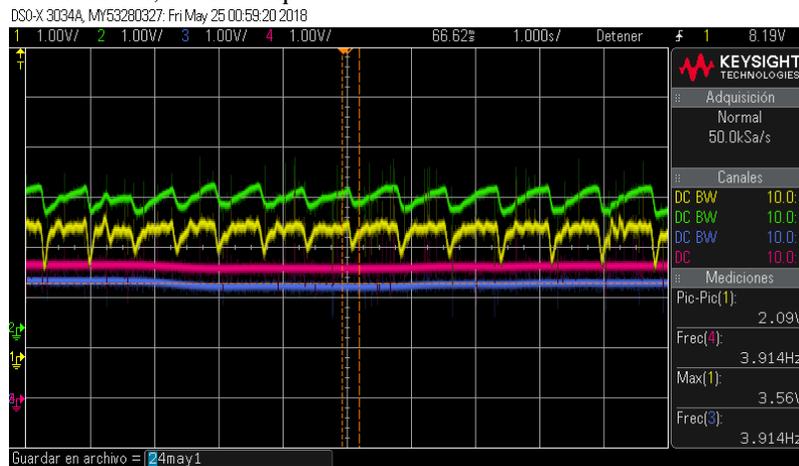


Figura 39. Señales salidas analógicas del circuito de pulsoximetría. Amarilla: ACR, Verde:ACIR, Fucsia: DCR y Azul: DCIR.

Medición de ancho de banda

Se realiza el barrido en frecuencia por cada canal. En Figura 40 se presenta el resultado de un barrido desde 10mHz hasta 10Hz, se observa que al inicio del barrido, es decir, entrada de frecuencias bajas (señal amarilla), la señal (señal rosada) es atenuada, adicional, es primordial que el DC es eliminado,

lo cual verifica que hasta 0.1Hz las frecuencias deben ser atenuadas. Es evidente que desde 3Hz vuelve la atenuación.

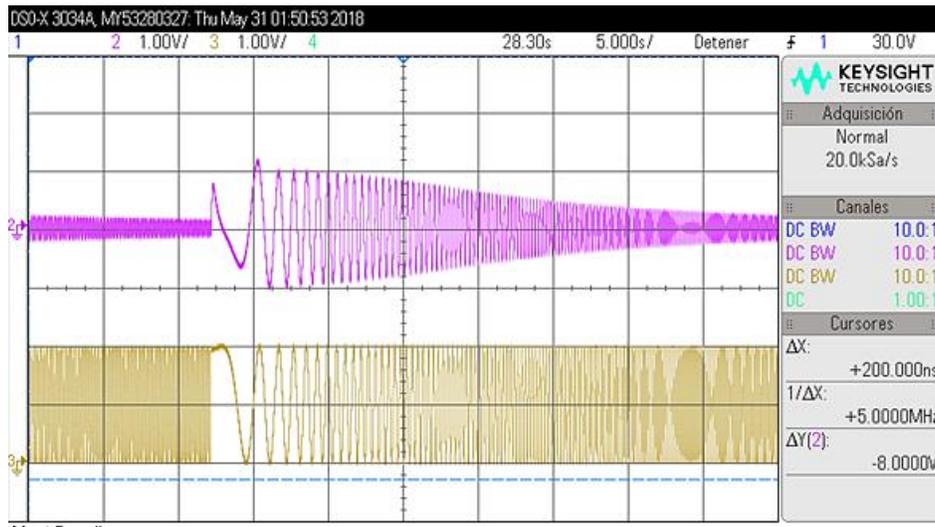


Figura 40. Barrido en frecuencia desde 10 MHz hasta 10 Hz, con duración de 50 s. Canal AC.

En Figura 41 se presenta el barrido desde 0.1Hz hasta 1Hz para el canal DC. Se puede observar como la señal entrante (amarilla) es atenuada en 0.3Hz (señal morada).

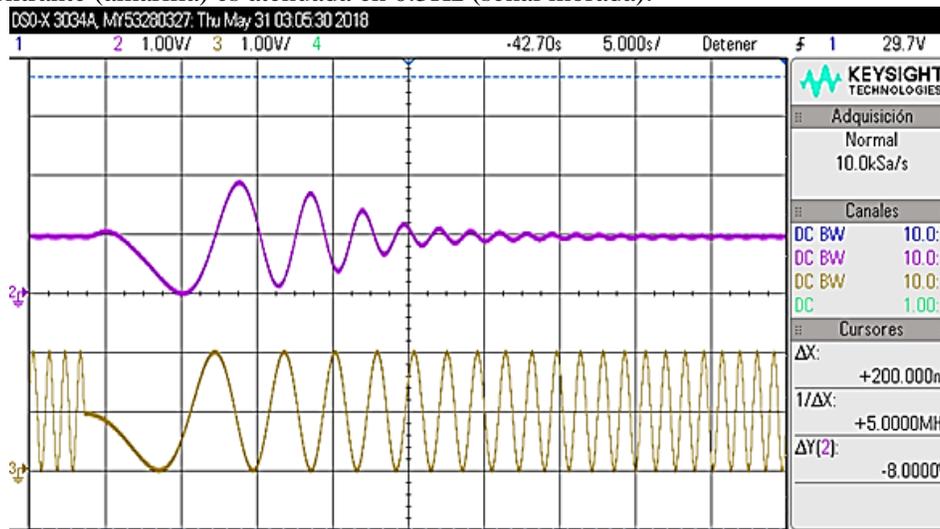


Figura 41. Barrido en frecuencia desde 0.1Hz hasta 1Hz, con duración de 50s. Canal DC.

Medición del nivel de piso de ruido

De acuerdo a Figura 32 La diferencia en dB entre el nivel de 0 dB y el pico superior del ruido es de 47.2dB. Para el osciloscopio MSO-X 3034A la magnitud de 0 dB corresponde a la amplitud de una señal sinusoidal de 1 mV [40]. Por lo anterior, se empleó la siguiente ecuación para calcular el nivel de ruido de la señal: $Ruido = e^{\frac{\Delta_{dB}}{-20}}$ V, donde se determinó un valor de ruido en voltaje de 94.4 mV.

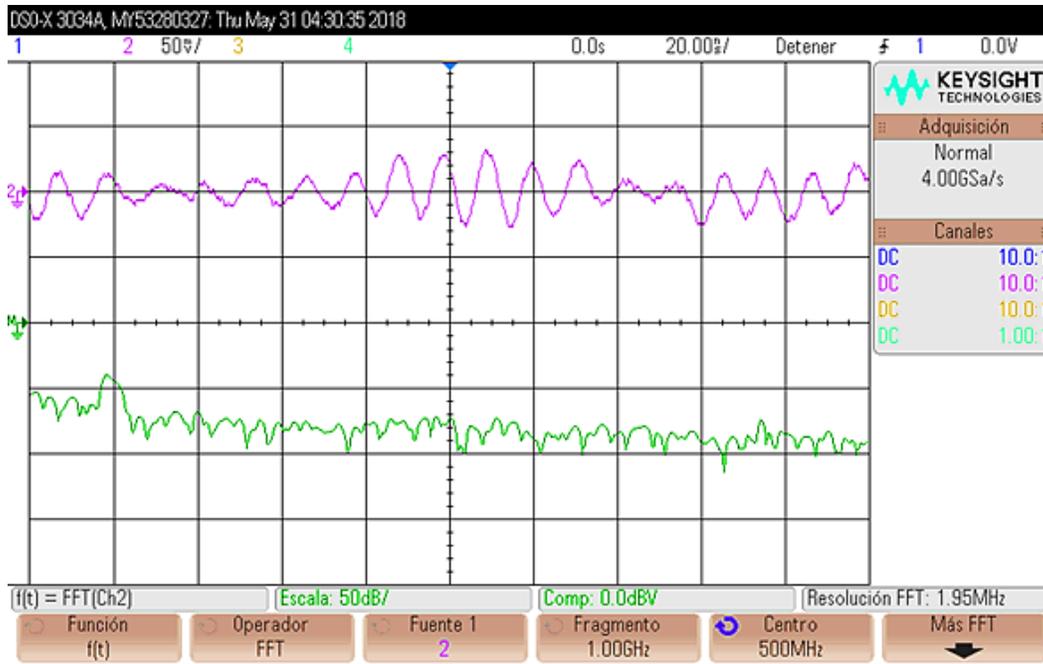


Figura 42. Espectro de señal de salida del circuito conectando la entrada a tierra.

6.1.2. Temperatura

Medición del CMRR (Common Mode Rejection Ratio)

Las mediciones fueron realizadas a la entrada del INA128 y a la salida total del circuito de temperatura.

Vindif [V]	Voutdif [V]	Gdif [V/V]	Vincomún [V]	Voutcomún [V]	Gcomún [V/V]	CMRR [dB]
330.77m	3.82	11.5488	211m	37m	0.1753	37.56
502.16m	5.86	11.669	108m	43m	0.398	29.34

Tabla 14. Valores de Voltaje salida y ganancia en modo común y diferencial para hallar el respectivo CMRR.

Medición de ancho de banda

La respuesta en frecuencia del circuito de temperatura está dada por la respuesta del filtro, por lo tanto, se comprueba que desde 3Hz comienza a atenuarse la señal.

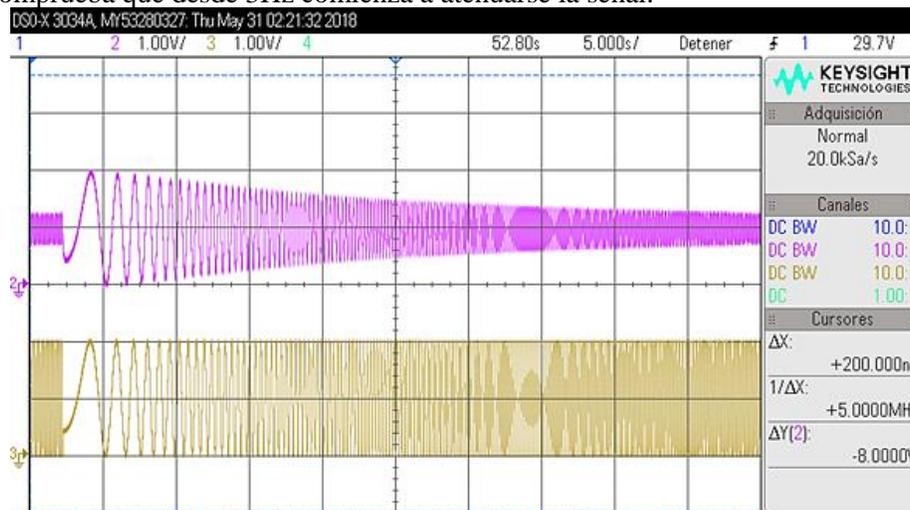


Figura 43. Barrido en frecuencia con frecuencia de inicio 10mHz hasta 10Hz con duración de 50s.

Medición del nivel de piso de ruido

La diferencia en dB entre el nivel de 0 dB y el pico superior del ruido es de 49.8dB. Por lo tanto, el ruido es 82.9 mV.

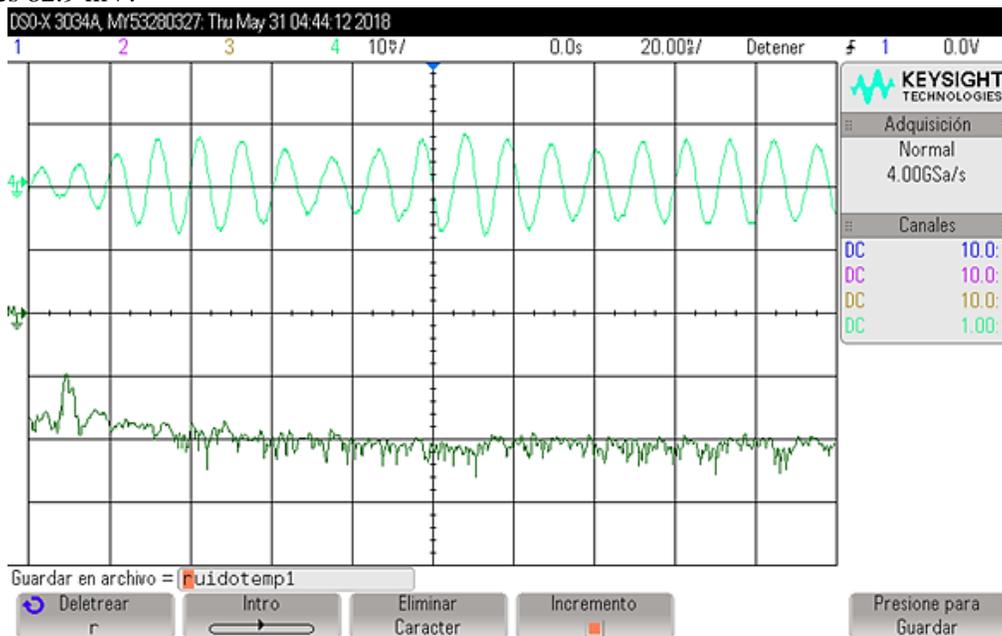


Figura 44. Espectro de señal de salida del circuito conectando la entrada a tierra. La diferencia en dB entre el nivel de 0 dB y el pico superior del ruido es de 49.8dB.

Verificación valores experimentales, teóricos y en simulación

Se escogen resistencias fijas que simulen al sensor NTC. Los resultados y errores se presentan a continuación. Tanto en esta prueba como en la calibración con la cámara climática se presenta el patrón de un offset de 300 mV, por lo tanto, para el tratamiento offline, se realizará esta corrección y tratamiento debido a la señal. Una vez corregido este offset el error disminuye en un 6%.

Resistencia	Teórico [V]	Simulado [V]	Experimental [V]	Matlab [V]	Error Absoluto Simu-Teórico	Error Absoluto Exp-Teórico	Error Absoluto Matlab - Teórico	Error Absoluto (Matlab-0.3V)-Teórico
4.7k	4.4709	4.43	4.656	5	1%	4%	12%	5%
5.6k	3.6196	3.86	3.989	4.32	7%	10%	19%	11%
6.8k	2.5492	2,72	2.781	2.98	7%	9%	17%	5%
7.5k	1.9564	2,08	2.202	2,34	6%	13%	20%	4%
8.2k	1.3854	1,47	1.587	1.67	6%	15%	21%	1%

Tabla 15. Comparación de valores teóricos, experimentales, simulados y entregados por el sistema total.

6.2. Validación sistema de adquisición

6.2.1. Pulso y Oxigenación de la sangre

Todos los pulsioxímetros son sistemas de calibración experimental, por lo tanto, se realiza la toma de 20 datos, observando el radio y el valor que entrega el pulsioxímetro de ChoiceMMed. De los valores resultantes de Figura 45 se observa que es necesario realizarlo con muchas personas y en comparación con sistemas más estables. Aun así, se trabaja con esta ecuación para la interfaz de visualización y procesamiento.

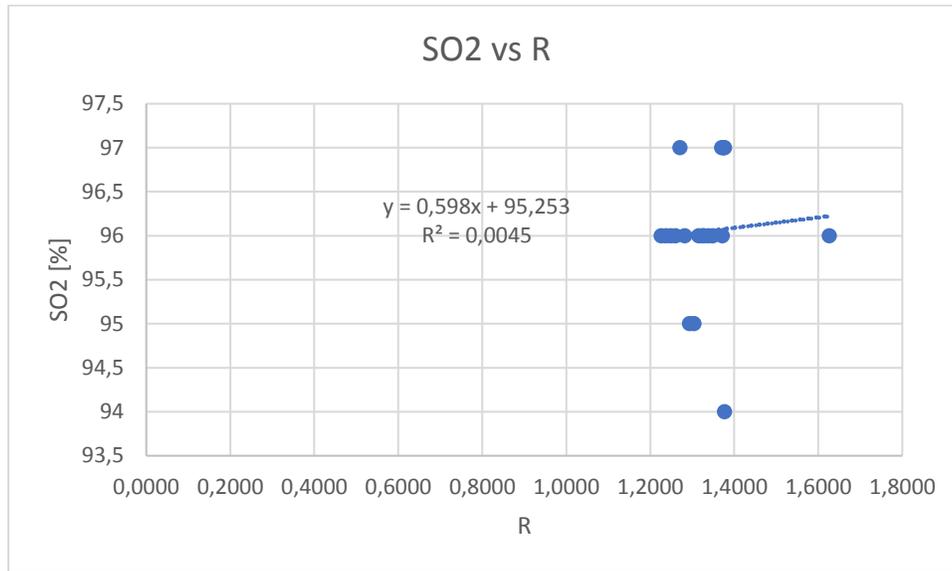


Figura 45. Curva de calibración de la saturación respecto al radio.

6.2.2. Digitalización

Esta etapa era de alta importancia ya que como se mostró en el desarrollo, la frecuencia de muestreo de Arduino a Matlab® se reducía debido a la comunicación con el serial. Por lo tanto, se ingresan a los 5 canales de digitalización: dos señales AC de 1 Hz y 2 Hz, respectivamente, simulando las señales del pulsioxímetro, y 3 DC. Estas señales se visualizan tanto en el osciloscopio como en la interfaz en tiempo real. Como se observa en Figura 46 hay un submuestreo y la señal de 1 Hz la disminuyó a 443mHz, es decir, está tomando cada dos muestras. Lo cual afecta directamente el valor del pulso de acuerdo a las variables que se trabajan.

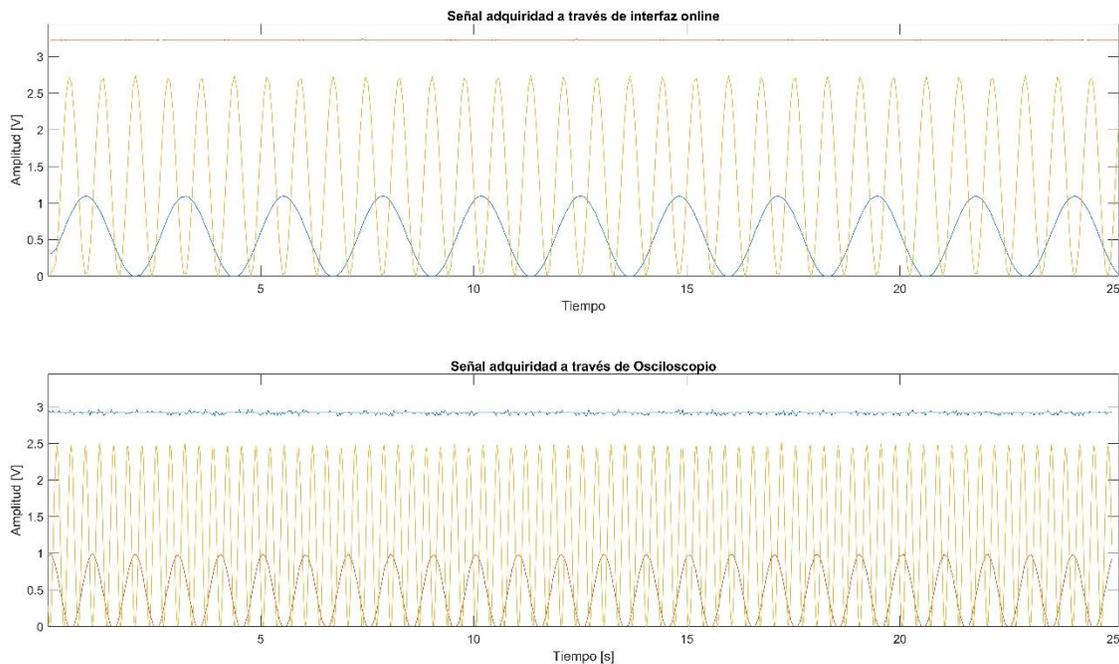


Figura 46. Adquisición de dos señales de 2Hz, 1 Hz y un DC de 3.1 V. Submuestreo en el sistema.

6.2.3. Temperatura

Utilizando la cámara Climática Thomson HWS-70B se hacen dos pruebas donde tanto en el ascenso como en el descenso se presentan 4 figuras. La primera muestra la temperatura obtenida mediante la interfaz de Matlab®, la segunda fueron los datos tomados de la temperatura que entregaba la cámara, la tercera es la señal en voltaje digitalizada y finalmente se muestra la diferencia entre la temperatura real fijada por la cámara y la temperatura adquirida por la interfaz. En conclusión, el sensor responde a los cambios de 0.1°C que era lo establecido en los requerimientos de diseño, pero necesita de un ambiente estable (no movimientos al circuito, contacto directo del tímpano con el sensor NTC, estabilidad de fuentes) para realizar la correcta medida. Por ejemplo, cuando la cámara acababa su segmento, encendía los ventiladores y se veían medidas erróneas en la interfaz. Adicional, se define el rango del sensor de 27.9°C a 44.3°C , rango válido para la temperatura corporal.

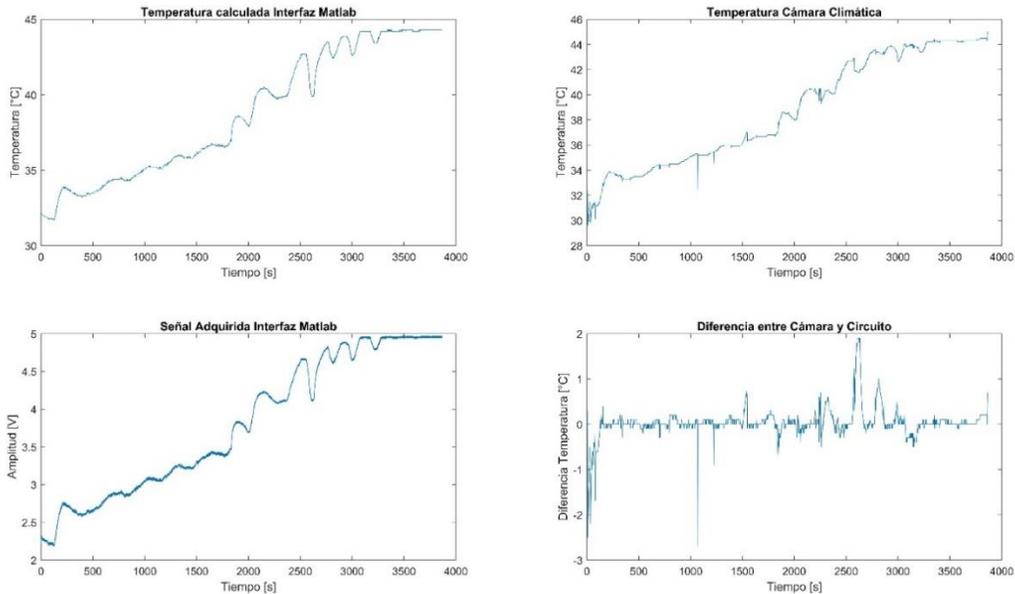


Figura 47. ASCENSO: Medición del sensor en cámara climática programada para aumentar su temperatura de 31°C hasta 45°C en pasos de 0.1°C . Cada salto de grado se demoraba 5 minutos, para un total alrededor de 75 minutos, es decir, 4500s.

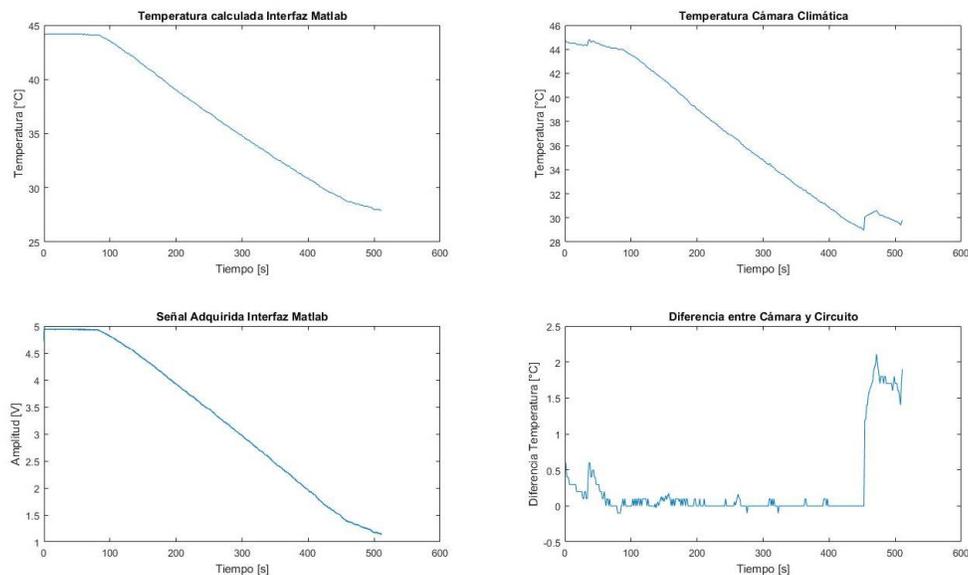


Figura 48. DESCENSO. Medición del sensor en cámara climática ante el descenso de temperatura de esta. Desde 45°C hasta 27°C .

6.2.4. Interfaz de visualización y procesamiento

En Anexo 4 se presentan figuras y el código de la interfaz, donde se realiza con cada señal el debido procesamiento. Por ejemplo, es importante resaltar la detección del 100% de los picos en la señal ECG. Mientras que la detección de los picos mediante la señal de pulsioximetría AC detecta 2 falsos positivos de 29 picos. Este panel de procesamiento de pulso y oxigenación de la sangre se ve afectado por el submuestreo de la interfaz en tiempo real, debido a que la frecuencia de la señal se divide en 2. Por lo tanto, como condición rápida, toda detección de picos que realice en realidad debe ir multiplicada por 2.

Capítulo 7

7. Conclusiones y Trabajo futuro

El presente trabajo de grado diseñó e implementó 2 circuitos de adquisición de señales analógicas de temperatura, pulso y oxigenación de la sangre. Adicionalmente, acopló un Arduino Nano para la digitalización de respectivas señales. Mediante Matlab® se desarrolló una interfaz para adquisición en tiempo real, la cual cuenta con procesamiento y sistema de alertas para las señales de temperatura y pulsioximetría. También una interfaz de procesamiento y visualización de señales de una base de señales que incluye 10 de EMG y 10 de ECG, tomadas de bases de datos públicas. Cada señal tiene específicas variables de análisis, tales como, pulso, voltaje máximo, distanciar, etc, con el objetivo de en el futuro servir de características para sistemas de aprendizaje de máquina.

El módulo de temperatura fue implementado para un rango de temperatura entre 27.9°C a 44.3°C, con una resolución de 0.1°C, opera hasta la frecuencia de 5Hz. Donde el mayor reto de diseño fue lograr la resolución, para esto se tuvo en cuenta las variaciones de resistencia del sensor, es decir, se seleccionó aquel que aproximadamente trabajara linealmente y en el rango de temperatura tuviera mayor variación, adicionalmente, se utilizaron dos etapas de amplificación para evitar errores de ganancia y asimismo en el voltaje, y un filtro activo para obtener la precisión, pero donde el operacional tuviera bajo offset, todo esto permitió un circuito de adquisición sencillo, de tamaño pequeño y que permite la lectura exigida por los estándares en ingeniería.

El módulo de pulso y oxigenación de la sangre cuenta con un rango de medición de saturación de oxígeno de 70 – 100% con una precisión de 1% y pulso entre 40 – 160 bpm con resolución de 1 bpm, sin embargo, es necesario realizar una mejor calibración. Su ancho de banda para el canal de extracción de AC es de 0.3°C hasta 5Hz, mientras que para el canal DC su ancho de banda es de 0 hasta alrededor de 300 mHz. Este módulo tiene varias características por mejorar, inicialmente, es necesaria una calibración con más de mil personas para hallar la curva de SO₂ con relación al radio del sistema. Adicionalmente, de acuerdo a la piel o a la ubicación del dedo el radio y la medida cambiaban, por lo tanto, es importante como futuro trabajo desarrollar una etapa de ganancia controlada. Durante el desarrollo se presentaron inconvenientes, inicialmente en la etapa de transimpedancia, donde fue vital la selección de un operacional de bajo ruido de corriente y con aplicación de conversión de corriente de fotodiodos, ya que un operacional estándar no permite observar las variaciones de corriente en el orden de trabajo. Otro punto clave fue la selección entre un S&H integrado o diseñado desde 0, donde por criterios de diseño y modificación, objetivo clave en el trabajo de grado, se decide diseñar esta etapa mediante corte y triodo de un mosfet y el sostenimiento con un capacitor. Una conclusión importante es la importancia de la limpieza de los circuitos impresos, ya que, al utilizar flux se crean conexiones o voltajes que afectan el funcionamiento del circuito. Por lo tanto, se recomienda una vez soldado todo, limpiar el circuito con alcohol isopropílico.

La interfaz en tiempo real desarrollada en Matlab® permite al usuario seleccionar la señal por visualizar y registrar. La adquisición mediante este software se realiza a través de la conexión con el puerto serial donde también está conectado el microcontrolador Arduino Nano seleccionado para la digitalización. Debido a las diferencias en tiempos para la comunicación con el puerto serial, la señal adquirida en Matlab® es submustrada, afectando directamente la medida del pulso. Por lo tanto, se propone mejorar y evaluar correctamente la comunicación entre Matlab® para conseguir un correcto muestreo. Es importante resaltar que el procesamiento se realiza sobre toda la señal y adicionalmente, sobre segmentos seleccionados por el usuario, generando un análisis más específico y a medida del usuario. También, aunque el formato de lectura de las señales sea .txt, se desarrolló un código específico para la lectura de formatos estándar como .csv y .edf, para convertirlos al formato de lectura de nuestra interfaz, convirtiendo un sistema transversal a cualquier señal biológica adquirida. La interfaz para visualización y procesamiento permite que el usuario seleccione con qué señal trabajar y separar segmentos y analizarlos. El producto final tiene dimensiones por módulo: Sensor

Temperatura 4cm x 5.5cm x 3cm (ancho x largo x alto), el sensor de pulso y oxigenación posee la pinza para el dedo (3cm x 4cm x 3 cm) y el módulo de procesamiento de 7.5cm x 10.3cm x 6cm. Tiene un costo inferior a \$864.000 COP, presupuestando solamente sobre los componentes y sistema digital, sin tener en cuenta la mano de obra, más \$550 USD de la licencia educativa de Matlab.

Como futuro trabajo se podrían unir más módulos analógicos, tales como EMG, ECG, acelerómetro y hacer una plataforma completa de adquisición y procesamiento. Se podría diseñar una etapa de control automático de ganancia (AGC) que ajusta la intensidad de la luz del LED correspondiente para que el nivel de DC permanezca siempre en el mismo valor independientemente del grosor o las condiciones de medición. Finalmente, se podría implementar aprendizaje de máquina a la interfaz de procesamiento, de tal forma que las variables halladas actualmente sean el espacio de características para el clasificador.

Bibliografía

- [1] O.M.S., “Las 10 principales causas de defunción,” 2017. [Online]. Available: <http://www.who.int/es/news-room/fact-sheets/detail/the-top-10-causes-of-death>. [Accessed: 25-Apr-2018].
- [2] C. Yang, Y. Huang, A. Liu, Y. Rong, and T. Lee, “Data Acquisition and Processing in Biology and Medicine,” *Biomed Res. Int.*, vol. 2015, p. 2, 2015.
- [3] M. de S. de Colombia, “MinSalud asignó \$ 63.000 millones para infraestructura y dotación en 2016,” Bogotá, p. 6, 16-Jan-2017.
- [4] Andrea Cayachoa; Valery Neira, “MEDELEKTRA: Módulo de Adquisición de Señales Biomédicas,” Pontificia Universidad Javeriana, 2017.
- [5] M. J. J. T. Ortega, “CAPITULO 4: LAS CONSTANTES VITALES, MONITORIZACIÓN BÁSICA,” *Enfermería en Cuidados Críticos Pediátricos y Neonatales*, 2016. [Online]. Available: <http://ajibarra.org/capitulo-4-las-constantes-vitales-monitori>. [Accessed: 16-Apr-2018].
- [6] Pittman RN, “Regulation of Tissue Oxygenation. Chapter 4: Oxygen Transport,” *Morgan & Claypool Life Sciences*, 2011. [Online]. Available: <https://www.ncbi.nlm.nih.gov/books/NBK54103/>. [Accessed: 16-Apr-2018].
- [7] Fukuta Hidekatsu; Little William, “The Cardiac Cycle and the Physiological Basis of Left Ventricular Contraction, Ejection, Relaxation, and Filling,” *NIH Public Access*, vol. 4, no. 1, pp. 1–11, 2009.
- [8] J. Hart, “Normal resting pulse rate ranges,” *Nurs. Educ. Pract.*, vol. 5, no. 8, pp. 95–98, 2015.
- [9] Robbin G. Cohen; John Hallsten, “Cardiac Rhythm Disturbances,” 2016. [Online]. Available: <https://ctsurgeypatients.org/adult-heart-disease/cardiac-rhythm-disturbances>. [Accessed: 16-Apr-2018].
- [10] Y. HOUDAS; E. F. J. RING, *HUMAN BODY TEMPERATURE: Its Measurement and Regulation*, 1st ed. Springer Sciences, 1982.
- [11] Dr. Biology, “Hypothalamus,” *Arizona State University School of Life Sciences Ask A Biologist*, 2012. [Online]. Available: <https://askabiologist.asu.edu/bird-hypothalamus>. [Accessed: 16-Apr-2018].
- [12] H. J. S., “Hypothermia Therapy after Traumatic Brain Injury in Children,” *N. Engl. J. Med.*, vol. 358, no. 23, pp. 2447–2456, 2008.
- [13] M. Sund-Levander, C. Forsberg, and L. K. Wahren, “Normal oral, rectal, tympanic and axillary body temperature in adult men and women: a systematic literature review,” *Scand. J. Caring Sci.*, vol. 16, no. 2, pp. 122–128.
- [14] K. B. Laupland, “Fever in the critically ill medical patient.,” *Crit. Care Med.*, vol. 37, no. 7 Suppl, pp. S273-8, Jul. 2009.
- [15] Y. K. Axelrod and M. N. Diring, “Temperature Management in Acute Neurologic Disorders,” *Neurol. Clin.*, vol. 26, no. 2, pp. 585–603, 2008.
- [16] M. Clinic, “Fever,” 2017. [Online]. Available: <https://www.mayoclinic.org/diseases-conditions/fever/symptoms-causes/syc-20352759>. [Accessed: 16-Apr-2018].
- [17] A. Cano, “Electromiografía (EMG) - dalcame.,” *Dalcame.com*, 2016. [Online]. Available: <http://www.dalcame.com/emg.html#.Ws12xS7OWxl>. [Accessed: 10-Apr-2018].
- [18] M. A. G. Fernández, *Ecocardiografía Básica. Capítulo: Manual de Ecocardiografía*, 1st ed. 2009.
- [19] N. Chirakanphaisarn, T. Thongkanluang, and Y. Chiwpreechar, “Heart rate measurement and electrical pulse signal analysis for subjects span of 20–80 years,” *J. Electr. Syst. Inf. Technol.*, vol. 5, no. 1, pp. 112–120, 2018.
- [20] unghyun Yoon; Young-Ho Cho, “A Skin-attachable Flexible Piezoelectric Pulse Wave Energy Harvester,” *IOPScience*, vol. 012026.
- [21] A. O. Note, “SFH 7050 - Photoplethysmography Sensor Application Note,” vol. 7050, pp. 1–

- 11, 2014.
- [22] Webster John G., *Design of Pulse Oximeters*. Institute of Physics Publishing, 1997.
 - [23] E. D. Chan, M. M. Chan , “Pulse oximetry : Understanding its basic principles facilitates appreciation of its limitations,” *Respir. Med.*, vol. 107, no. 6, pp. 789–799, 2013.
 - [24] J. Lepkowski, “Temperature Measurement Circuits for Embedded Applications,” pp. 1–22, 2004.
 - [25] M. Fatoorechi, R. J. Prance, H. Prance, D. Schwartzman, J. Parkinson, and A. Seth, “Comparison of Dry and Wet Electrode Systems for Spontaneous and Event Related Electroencephalograms,” no. c, pp. 71–74, 2014.
 - [26] P. Narczyk, K. Siwiec, and W. A. Pleskacz, “Precision Human Body Temperature Measurement Based on Thermistor Sensor,” *Polish Natl. Cent. Res. Dev.*
 - [27] J. Karki, “Signal Conditioning Wheatstone Resistive Bridge Sensors,” no. September, pp. 1–5, 1999.
 - [28] M. Nitzan *et al.*, “Calibration-Free Pulse Oximetry Based on Two Wavelengths in the Infrared — A Preliminary Study,” *Sensors*, pp. 7420–7434, 2014.
 - [29] C. and Hall, *The Top Ten Algorithms in Data Mining*, 1st Editio. CRC Press, 2009.
 - [30] G. G. Healthcare, “Guidance on Technical Specifications for Non-Mercury Devices.” p. 34, 2011.
 - [31] Physionet, “PhysioNet,” *National Institute of General Medical Sciences (NIGMS)*. [Online]. Available: <https://www.physionet.org/>. [Accessed: 23-May-2018].
 - [32] T. Thermistors, “NTC Interchangeable Type 95 Series Amphenol. Datasheet.”
 - [33] T. Connectivity, “PTF- FAMILY. Datasheet.”
 - [34] B. C. Baker, “Precision Temperature Sensing With RTD Circuits (AN687),” *Microchip*, pp. 1–8, 2008.
 - [35] Acromag, “CRITERIA FOR TEMPERATURE SENSOR SELECTION OF T/°C AND RTD SENSOR TYPES: The Basics of Temperature Measurement,” no. May, 2011.
 - [36] A. O. Note, “BioMon Sensor SFH7060,” pp. 1–24, 2007.
 - [37] O. O. Semiconductors, “New sensor for fitness tracking in smartwatches and fitness armbands,” 2017. [Online]. Available: https://www.osram.com/os/press/press-releases/new_sensor_for_fitness_tracking_in_smartwatches_and_fitness_armbands_sfh_7060.jsp. [Accessed: 03-May-2018].
 - [38] Bonnie Baker, “How to Design Stable Transimpedance Amplifiers for Automotive and Medical Systems,” *Digikey*, 2017. [Online]. Available: <https://www.digikey.com/en/articles/techzone/2017/jun/how-to-design-stable-transimpedance-amplifiers-automotive-medical-systems>. [Accessed: 21-May-2018].
 - [39] UCI, “sEMG for Basic Hand movements Data Set,” 2013. [Online]. Available: <https://archive.ics.uci.edu/ml/datasets/sEMG+for+Basic+Hand+movements#>. [Accessed: 29-May-2018].
 - [40] K. Technologies, “Keysight InfiniiVision 3000T X-Series Oscilloscopes.”

Anexos

Todos los anexos se pueden encontrar en <https://drive.google.com/drive/folders/1HvIOhkZB61xiYXEjPrQGdMwiBQJKYra9?usp=sharing>.

Anexo 1

Código de Arduino lectura señales.

```
#define PERIOD 1780// period in us

//Muestreo Señal
unsigned long last_us = 0;
//Señal Pulsioximetría
int ACR = A0; // analog input pin that feeds in from circuit
signed int SACR = 1; // value read in after A-D Conversion
float voltageSACR = 0;

int DCR = A1; // analog input pin that feeds in from circuit
signed int SDCR = 1; // value read in after A-D Conversion
float voltageSDCR = 0;

int ACIR = A2; // analog input pin that feeds in from circuit
signed int SACIR = 1; // value read in after A-D Conversion
float voltageSACIR = 0;

int DCIR = A3; // analog input pin that feeds in from circuit
signed int SDCIR = 1; // value read in after A-D Conversion
float voltageSDCIR = 0;

//Señal Temperatura
int temp = A4; // analog input pin that feeds in from circuit
signed int sensortemp= 1; // value read in after A-D Conversion
float voltagetemp = 0;

void setup() {
  // initialize serial communication at 9600 bits per second:
  Serial.begin(9600);
}

void loop ()
{
  if (micros () - last_us> PERIOD) //Returns the number of microseconds since the Arduino board
  began running the current program.(unsigned long)
  {
    last_us += PERIOD ;
    sample () ;
  }
}

void sample ()
{
  SACR = analogRead(ACR);
```

```

voltageSACR = SACR* 5.00/ 1023;
SDCR = analogRead(DCR);
voltageSDCR = SDCR* 5.00/ 1023;
SACIR = analogRead(ACIR);
voltageSACIR = SACIR* 5.00/ 1023;
SDCIR = analogRead(DCIR);
voltageSDCIR = SDCIR* 5.00/ 1023;
sensortemp = analogRead(temp);
voltagegetemp = sensortemp * 5.00/ 1023;
Serial.print(voltageSACR);
Serial.print("\t");
Serial.print(voltageSDCR);
Serial.print("\t");
Serial.print(voltageSACIR);
Serial.print("\t");
Serial.print(voltageSDCIR);
Serial.print("\t");
Serial.print(voltagegetemp);
Serial.println("");
delay(5);
}

```

Anexo 2

Código Interfaz en tiempo real para adquisición y visualización de las 5 señales.

Anexo 3

Código de Arduino para activación leds.

```

//Señales PWM
int outPinR = 8; //DisparoLEDRojo
int outPinIR = 9; //DisparoLedIR
int outPinRd = 10; //DisparoMosfetR
int outPinIRd = 11; //DisparoMosfetIR
float td = 5;

void setup() {
  // initialize serial communication at 9600 bits per second:
  Serial.begin(9600);
  pinMode(outPinR, OUTPUT); // sets the digital pin as output
  pinMode(outPinIR, OUTPUT);
  pinMode(outPinRd, OUTPUT);
  pinMode(outPinIRd, OUTPUT);
}

void loop ()
{
  digitalWrite(outPinR, HIGH);
  digitalWrite(outPinIR, LOW);
  digitalWrite(outPinRd, HIGH);
  digitalWrite(outPinIRd, HIGH);
  delayMicroseconds(td);
  digitalWrite(outPinR, HIGH);
}

```

```
digitalWrite(outPinIR, LOW);
digitalWrite(outPinRd, LOW);
digitalWrite(outPinIRd, HIGH);
delayMicroseconds(220-td);
digitalWrite(outPinR, LOW);
digitalWrite(outPinIR, LOW);
digitalWrite(outPinRd, LOW);
digitalWrite(outPinIRd, HIGH);
delayMicroseconds(td);
digitalWrite(outPinR, LOW);
digitalWrite(outPinIR, LOW);
digitalWrite(outPinRd, HIGH);
digitalWrite(outPinIRd, HIGH);
delayMicroseconds(320-td);
digitalWrite(outPinR, LOW);
digitalWrite(outPinIR, HIGH);
digitalWrite(outPinRd, HIGH);
digitalWrite(outPinIRd, HIGH);
delayMicroseconds(td);
digitalWrite(outPinR, LOW);
digitalWrite(outPinIR, HIGH);
digitalWrite(outPinRd, HIGH);
digitalWrite(outPinIRd, LOW);
delayMicroseconds(220-td);
digitalWrite(outPinR, LOW);
digitalWrite(outPinIR, LOW);
digitalWrite(outPinRd, HIGH);
digitalWrite(outPinIRd, LOW);
delayMicroseconds(td);
digitalWrite(outPinR, LOW);
digitalWrite(outPinIR, LOW);
digitalWrite(outPinRd, HIGH);
digitalWrite(outPinIRd, HIGH);
delayMicroseconds(1240-td);
}
```

Anexo 4

Código de interfaz de visualización y procesamiento, presentado en el link.

Figuras que describen el correcto funcionamiento de la interfaz de procesamiento y visualización.

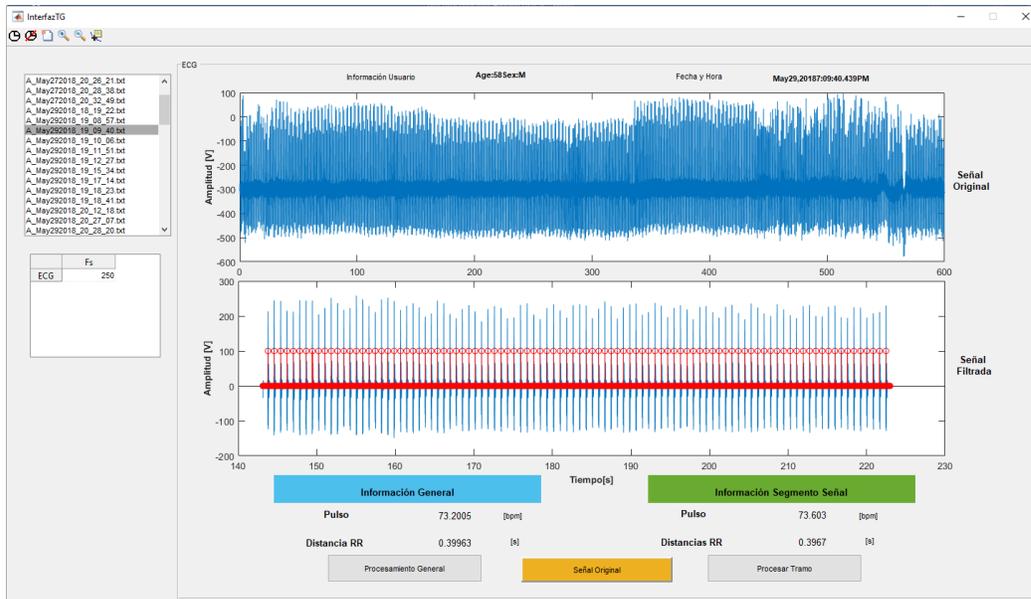


Ilustración 1. Panel de procesamiento y visualización de señales de ECG.

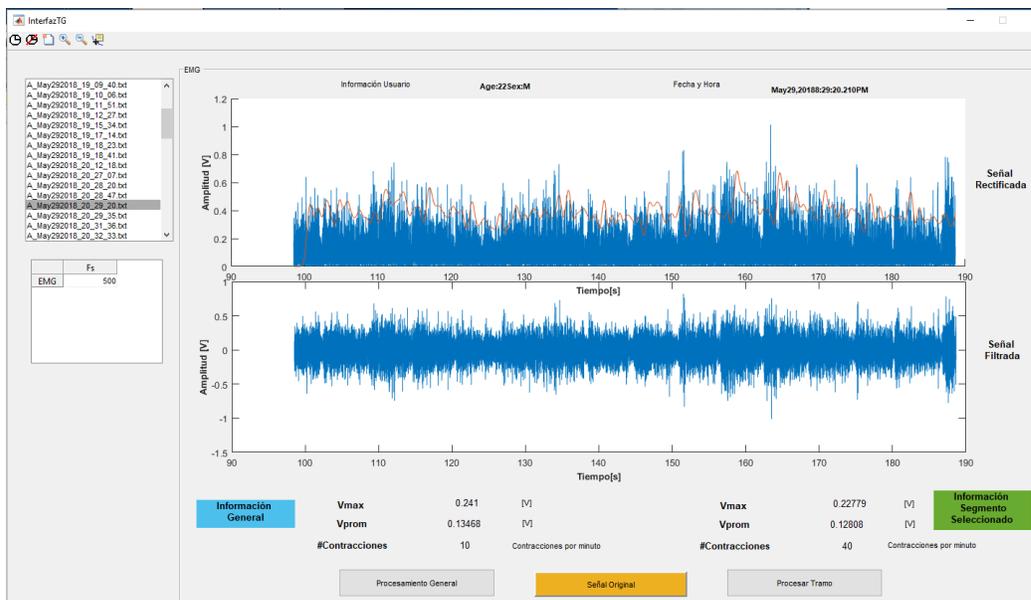


Ilustración 2. Panel de procesamiento y visualización de señales de EMG.

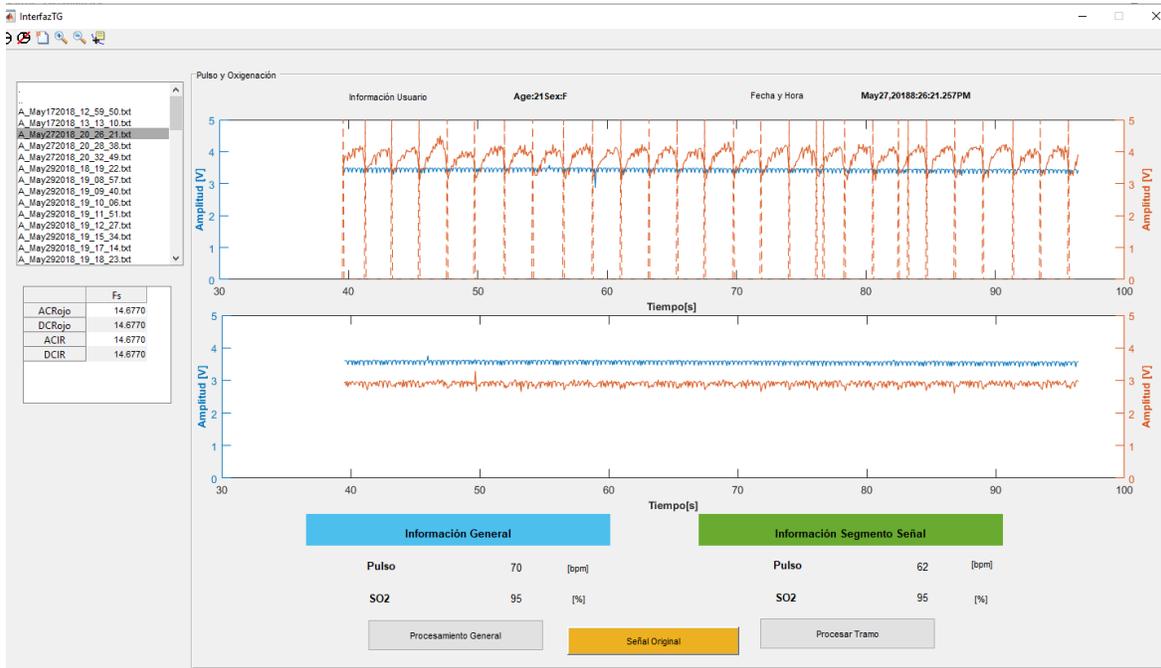


Ilustración 3. Panel de procesamiento y visualización de señales de Pulso y Oxigenación de la sangre.

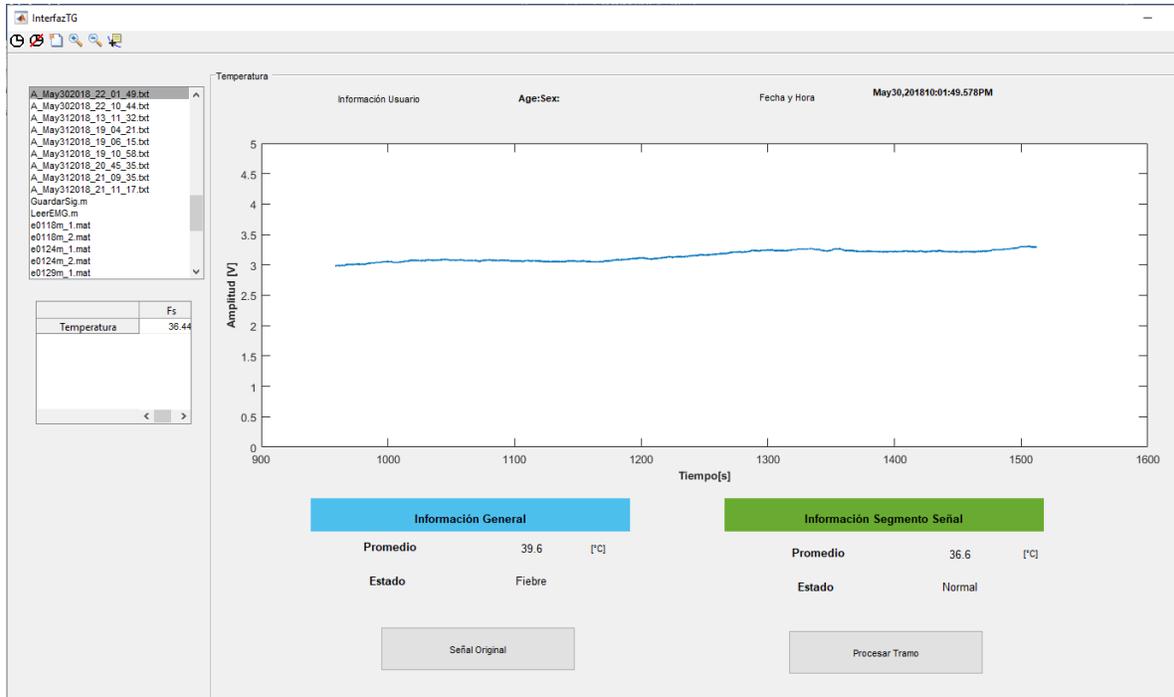


Ilustración 4. Panel de procesamiento y visualización de señal de temperatura.

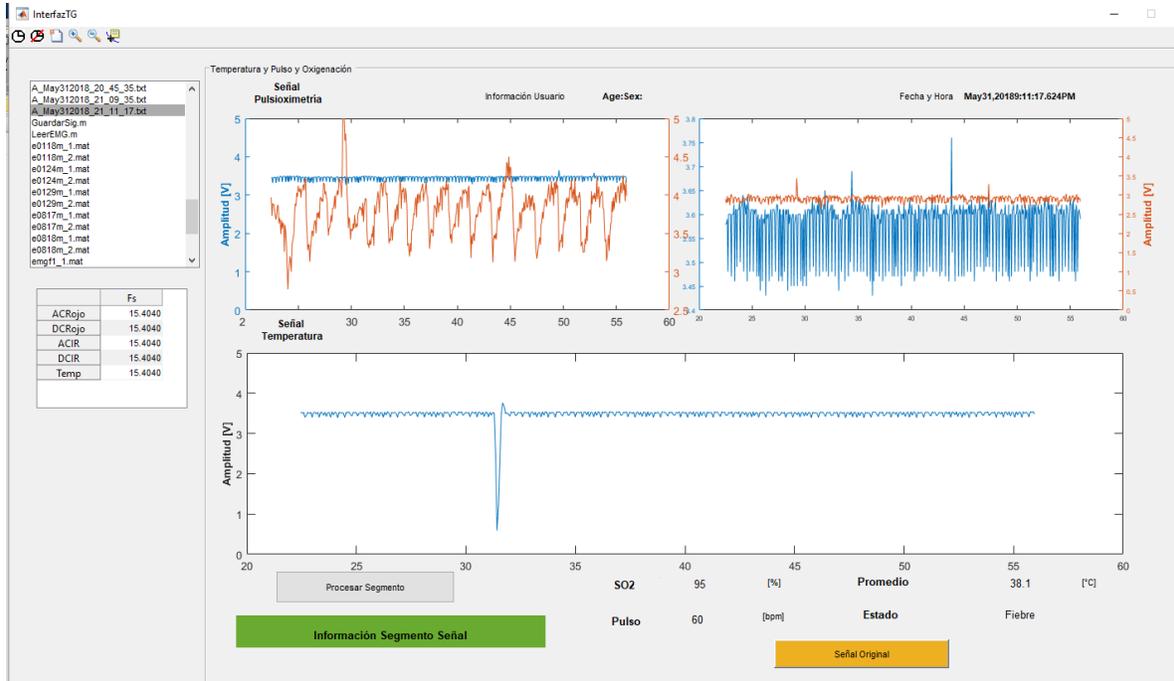


Ilustración 5. Panel de procesamiento y visualización de señales de Pulso y Oxigenación de la sangre y temperatura.

Anexo 5

Descripción implementación PCB y empaque del sistema.

Debido a que el circuito no tiene etapa de ganancia controlada el circuito de sensor y transimpedancia deben estar estables y evitar el contacto de luz. Por lo tanto, se desarrolla una caja de madera ajustada al dedo que está aferrada a la superficie, evitando movimientos bruscos y adicionalmente, cuenta con un protector contra luz, ya que todo está cubierto de una placa negra como se observa en Ilustración 6.

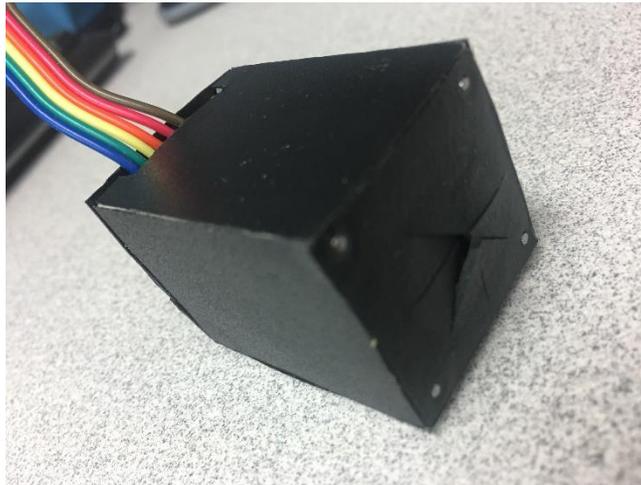


Ilustración 6. Circuito ajustado al dedo para evitar contacto con la luz, ni movimientos bruscos.

Criterios de diseño del circuito impreso:

Reconociendo la importancia de los circuitos impresos para la reducción de ruido, se tuvieron en cuenta criterios básicos, tales como:

- No se utilizaron ángulos de 90° en el trazado de pistas, si fue necesario realizar una bifurcación de pista, se intentó no formar T.

- En este caso, como la mayoría de los componentes son superficiaales no se permitió que una vía tenga contacto directo con un pad, ya que esto ocasiona que gran parte de la soldadura que se aplique al pad, se escurra hacia abajo por efecto de capilaridad a través de su perforación metalizada. En su lugar, la vía se ubicó separada por lo menos 0.25 mm del pad, interconectándose a través de una pista cubierta por máscara anti-solder. Se tuvo en cuenta el número de pistas conectadas a un pad de montaje superficial idealmente a solo una para mantener un balance térmico del componente (Defecto Tombstone).
- Se utilizaron pistas muy cortas para evitar las oscilaciones, los acoples capacitivos y los efectos antena. Todos los circuitos se diseñaron en el mínimo tamaño, evitando pistas largas.
- Se utilizaron condensadores de desacople en la alimentación con dos capacitores de 10 μF (electrolítico) y 10 nF, para cada fuente de ± 5 V. Debido a que estos filtros resuelven los cambios de tensión producidos por cambios bruscos de corriente y reducen los bucles de corriente de los circuitos integrados a la mínima expresión, se situaron a 0.5 mm de los pines de alimentación.
- Se realizaron conexión de un solo punto, mediante conexión estrella. Adicionalmente, al ser un circuito doble capa se evitó tener pistas en la misma posición, específicamente las pistas de fuente y tierra, evitando efectos capacitivos.
- Los puntos de conexión a la salida digital están en los límites de los circuitos impresos y en todas las salidas se implementó una etapa de desacople entre circuito analógico y salida de conexión a etapa de digitalización.

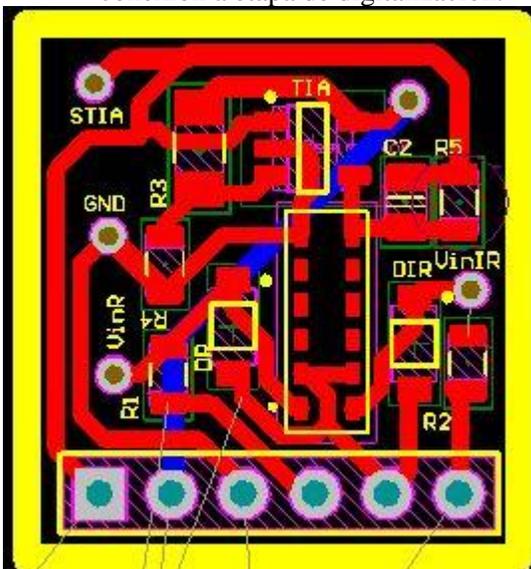


Ilustración 7. Circuito impreso que incluye el sensor con leds y fotodiodos, y el amplificador de transimpedancia.

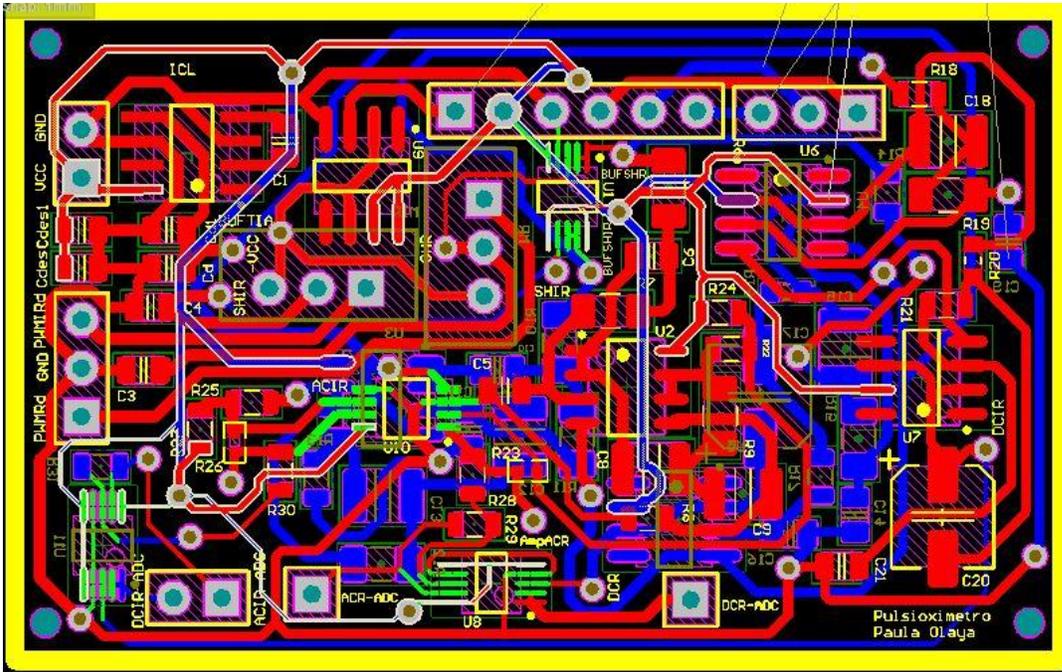


Ilustración 8. Circuito impreso para adquisición y procesamiento de la señal a la salida del amplificador transimpedancia.

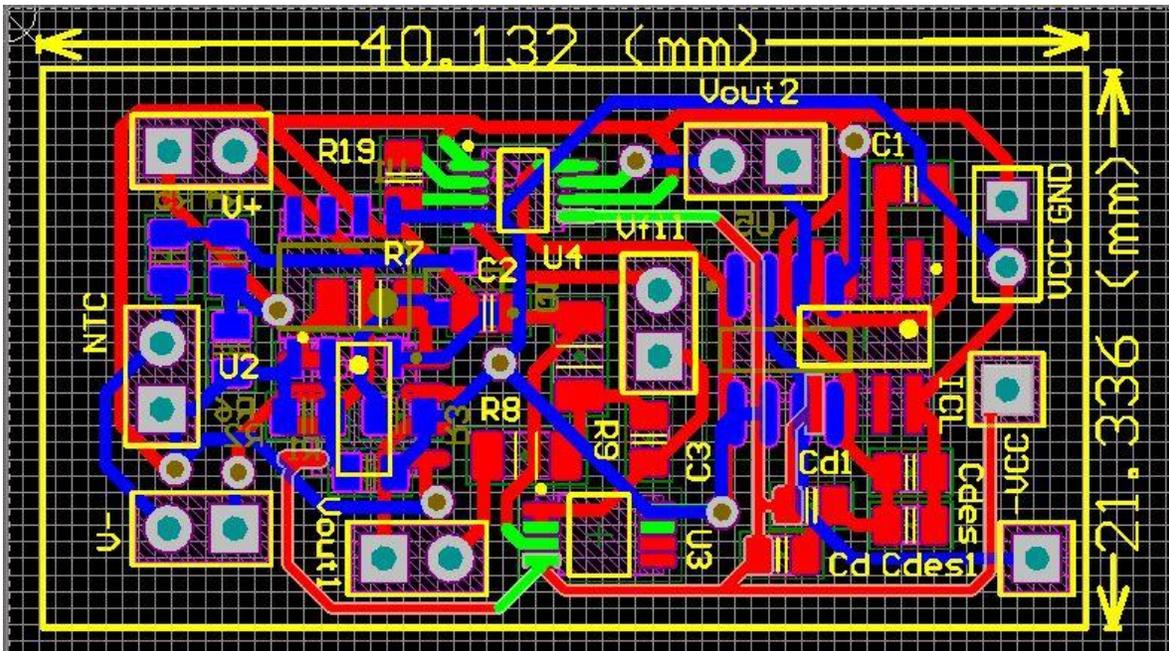


Ilustración 9. Circuito Impreso de temperatura.

Anexo 6

Simulación peor escenario de circuito de Temperatura

Debido a que la herramienta de simulación TINA-TI no cuenta con simulación de monte-carlo, se realiza la simulación para 3 casos puntuales, aumentando toda la tolerancia de los componentes, el caso nominal, y cuando se resta la tolerancia. De la Ilustración 10 se puede observar que con todos los componentes más su tolerancia el voltaje de salida del circuito es de 1,51V hasta 4,03V donde la resolución del circuito de $0,1^{\circ}\text{C}$ estaría dada por cambios de voltaje de 18mV, mientras que en el caso nominal un cambio de 20mV. Finalmente, en Ilustración 12, se observa que cuando las resistencias

están en su menor valor el circuito se satura, desde 4,95kΩ que es igual a 42°C, en el rango no saturado se obtiene una resolución de 21 mV para cambios de 0.1°C. Pero se concluye que, en los peores casos, el circuito sigue funcionando de acuerdo a su resolución y lo que variaría sería el rango de operación que a pesar de ser modificado sigue estando en el rango establecido por los estándares.

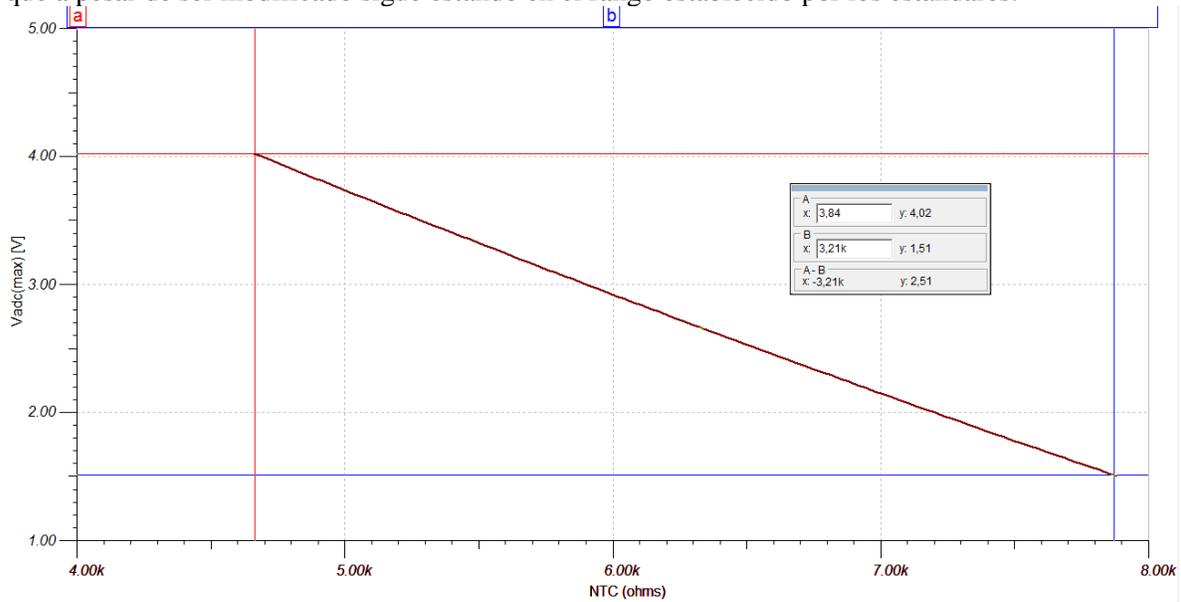


Ilustración 10. Voltaje de salida con respecto al cambio de resistencia del NTC y todos los componentes con su máxima tolerancia.

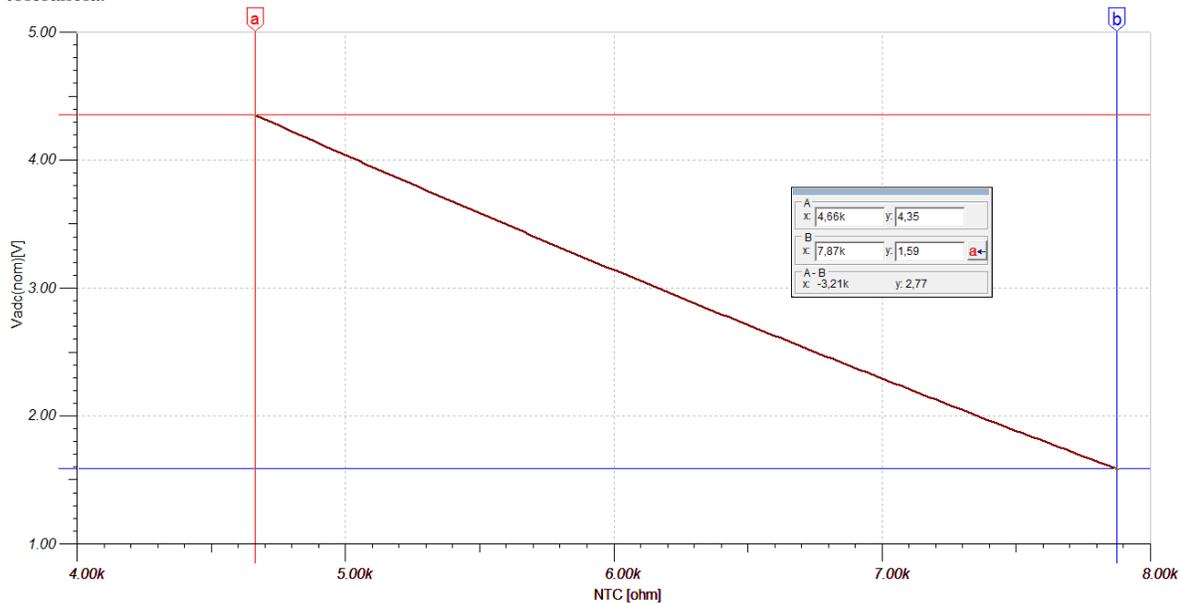


Ilustración 11. Voltaje de salida con respecto al cambio de resistencia del NTC y todos los componentes con su valor nominal.

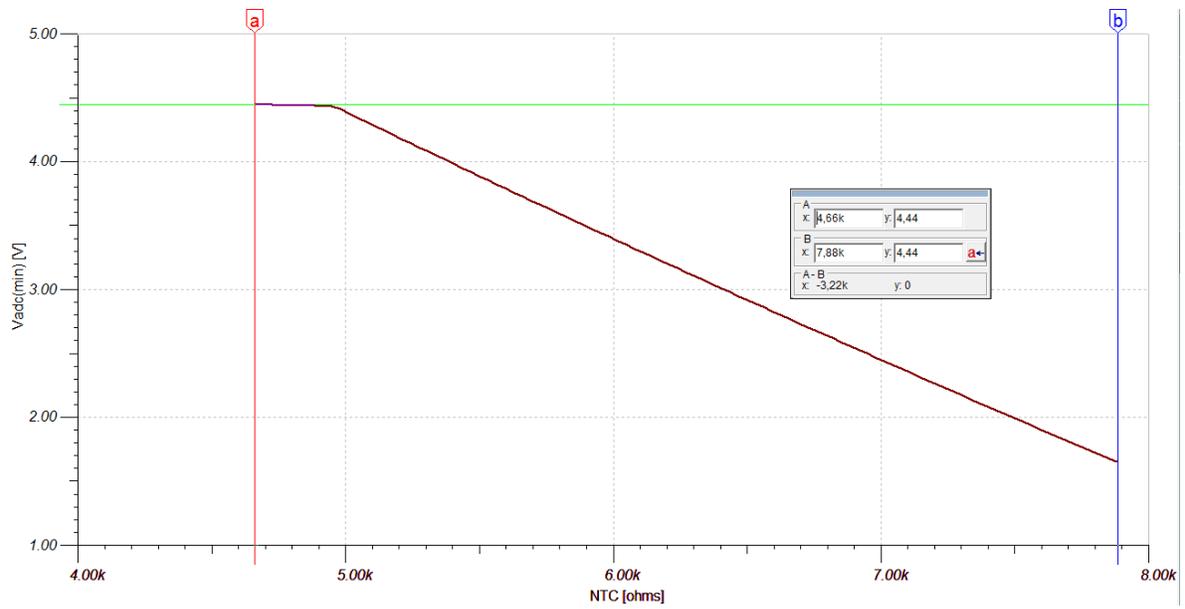


Ilustración 12. Voltaje de salida con respecto al cambio de resistencia del NTC y todos los componentes con su mínima tolerancia.