



UNIVERSITAT  
POLITÈCNICA  
DE VALÈNCIA



Escuela Técnica Superior de Ingeniería del Diseño

**UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA**

**Escuela Técnica Superior de Ingeniería del Diseño**

---

# **Diseño y desarrollo de un prototipo de estetoscopio digital**

**TRABAJO FINAL DEL**

**Grado en Ingeniería Electrónica Industrial y Automática**

**REALIZADO POR**

**Jose Francisco Marti Martin**

**TUTORIZADO POR**

**Enrique Berjano Zanón**

**CURSO ACADÉMICO 2019/2020**

# Índice

<b>Memoria</b> .....	6
<b>1. Listado de figuras</b> .....	7
<b>2. Listado de tablas</b> .....	8
<b>3. Objetivo</b> .....	9
<b>4. Introducción</b> .....	9
<b>5. Fases del prototipo I</b> .....	13
5.1. Sensor .....	13
5.2. Ganancia .....	15
5.3. Filtrado .....	15
<b>6. Componentes utilizados</b> .....	16
6.1. TRAD Dual Head Sthetoscope .....	16
6.2. Electret Condenser Microphone .....	16
6.3. Amplificadores operacionales .....	18
6.4. Resistencias y condensadores .....	18
6.5. Zócalos .....	18
6.6. Placa de pruebas y placa con pistas .....	18
<b>7. Cálculos prototipo I</b> .....	18
7.1. Diseño de los filtros .....	19
7.2.1. Filtro paso alto (FPA) .....	19
7.2.2. Filtro paso bajo de 600 Hz (FPB1) .....	20
7.2.2.1. Etapa de orden 2 .....	20
7.2.2.2. Etapa de orden 1 .....	21
7.2.3. Filtro paso bajo de 2000 Hz (FPB2) .....	22
<b>8. Verificación teórica prototipo I</b> .....	23
8.1. Esquemático .....	23
8.2. Diagramas de Bode .....	24
8.3. Análisis del ruido interno por simulación .....	25
8.4. Análisis del ruido interno por análisis .....	26
8.4.1. Ruido debido a la tensión de ruido .....	26
8.4.2. Ruido debido a las corrientes de ruido .....	27
8.4.3. Ruido Johnson .....	27
8.4.4. Ruido total producido al final del acondicionamiento .....	28
8.4.5. Diagrama de bloques del ruido .....	28
8.4.6 Tensión de ruido por etapas .....	30
8.5. Conclusiones de la verificación teórica por simulación .....	30

8.6. Conclusiones de la verificación teórica por análisis .....	31
<b>9. Verificación experimental prototipo I .....</b>	<b>31</b>
9.1. Montaje del sensor .....	31
9.2. Montaje del circuito en placa de pruebas y placa con pistas.....	32
9.3. Diagramas de Bode.....	34
9.4. Conclusión de los diagramas de Bode.....	35
9.5. Señales a la salida del acondicionamiento.....	36
9.5.1. Señal con el amplificador TL081 .....	36
9.5.2. Señal con el amplificador OP27 .....	36
9.6. Prueba de ruido.....	37
9.7. Señal de ejemplo externa al proyecto .....	37
9.8. Conclusiones de las pruebas del prototipo I.....	38
<b>10. Propuestas para prototipo II .....</b>	<b>38</b>
10.1. Primera propuesta.....	38
10.2. Segunda propuesta.....	39
10.2.1. Fases de la segunda propuesta.....	39
10.2.1.1. Divisor de tensiones más buffer .....	40
10.2.1.2. Sumador .....	40
10.2.1.3. Adafruit HUZZAH32 – ESP32 Feather .....	40
10.2.1.4. Filtro paso alto .....	40
10.2.1.5. Jack hembra .....	41
10.2.1.6. Alimentación .....	41
10.2.2. Componentes de la segunda propuesta.....	41
10.2.2.1. TS922 .....	41
10.2.2.2. Adafruit HUZZAH32 – ESP32 Feather .....	41
10.2.2.3. Jack hembra .....	42
10.2.2. Cálculos de la segunda propuesta .....	42
10.2.2.1. Ganancia del FPB de primer orden.....	42
10.2.2.2. Divisor de tensiones más buffer .....	43
10.2.2.3. Sumador.....	44
10.2.2.4. Filtro paso alto.....	44
10.2.3. Características de la etapa digital .....	45
10.2.4. Circuito final de la segunda propuesta.....	45
<b>11. Limitaciones del proyecto .....</b>	<b>46</b>
<b>13. Referencias .....</b>	<b>47</b>
<b>Anexo 1. Cálculos de ruido.....</b>	<b>49</b>

1. FPA usando el TL081.....	49
1.1. Ruido debido a la tensión de ruido .....	49
1.2. Ruido debido a las corrientes de ruido.....	49
1.3. Ruido Johnson .....	50
1.3. Ruido total producido por el FPA .....	51
2. FPB de 2000 Hz usando el TL081 .....	51
2.1. Etapa de orden 2 .....	51
2.1.1. Ruido debido a la tensión de ruido .....	51
2.1.2 Ruido debido a las corrientes de ruido.....	52
2.1.2. Ruido Johnson .....	52
2.1.2. Ruido total producido por el FPB de orden 2.....	53
2.2. Etapa de orden 1 .....	53
2.2.1. Ruido debido a la tensión de ruido .....	53
2.2.2. Ruido debido a las corrientes de ruido.....	53
2.2.3. Ruido Johnson .....	54
2.2.4. Ruido total producido por el FPB orden 1 .....	54
3. FPA usando el OP27.....	54
3.1. Ruido debido a la tensión de ruido .....	54
3.2. Ruido debido a las corrientes de ruido.....	55
3.3. Ruido total producido por el FPA .....	55
4. FPB de 2000 Hz usando el OP27 .....	56
4.1. Etapa de orden 2 .....	56
4.1.1. Ruido debido a la tensión de ruido .....	56
4.1.2. Ruido debido a las corrientes de ruido.....	56
4.1.3. Ruido total producido por el FPB de orden 2.....	56
4.2. Etapa de orden 1 .....	57
4.2.1. Ruido debido a la tensión de ruido .....	57
4.2.2. Ruido debido a las corrientes de ruido.....	57
4.2.3 Ruido total producido por el FPB orden 1.....	58
<b>Planos.....</b>	<b>59</b>
<b>Pliego de condiciones.....</b>	<b>61</b>
<b>1. Objeto.....</b>	<b>62</b>
<b>2. Plazos.....</b>	<b>62</b>
<b>3. Ubicación .....</b>	<b>62</b>
<b>4. Normativa aplicable.....</b>	<b>62</b>
<b>5. Condiciones de los materiales.....</b>	<b>63</b>

5.1. Descripción .....	63
5.2. Control de calidad.....	63
<b>6. Condiciones de la ejecución.....</b>	<b>63</b>
6.1. Descripción .....	64
6.2. Controles a realizar .....	64
<b>7. Pruebas y ajustes finales.....</b>	<b>64</b>
<b>Presupuesto.....</b>	<b>66</b>
<b>1. Presupuesto del prototipo I .....</b>	<b>67</b>
1.1. Presupuesto de componentes (PC).....	67
1.2. Presupuesto del equipo (PE) .....	67
1.2. Presupuesto de mano de obra (PE) .....	68
1.2. Presupuesto total (PT) .....	68
<b>2. Software utilizado .....</b>	<b>69</b>

# **Memoria**

## Documento 1

# 1. Listado de figuras

Figura 1. Primer estetoscopio [1].....	9
Figura 2. Primer estetoscopio con salida doble [1].....	10
Figura 3. Ruidos cardiacos [6] .....	11
Figura 4. Señales de diferentes patologías [9] .....	11
Figura 5. Ciclo respiratorio [11] .....	12
Figura 6. Diagrama de bloques.....	13
Figura 7. Campana y diafragma [13] .....	13
Figura 8. Circuito del condensador [16] .....	14
Figura 9. Ejemplo de señal cardíaca [20] .....	15
Figura 10. TRAD Dual Head Stethoscope [21] .....	16
Figura 11. Electret Condenser Microphone [22] .....	17
Figura 12. CM-01B Contact Microphone [23] .....	17
Figura 13. Filtro paso alto.....	19
Figura 14. Filtro paso bajo orden 2.....	21
Figura 15. Filtro paso bajo orden 1.....	22
Figura 16. Esquema del prototipo I.....	23
Figura 17. Bode FPA teórico.....	24
Figura 18. Bode FPB1 teórico.....	24
Figura 19. Bode FPB2 teórico.....	25
Figura 20. Simulación del buffer montado con un TL081.....	25
Figura 21. Simulación del buffer montado con un OP27.....	26
Figura 22. Diagrama de bloques del ruido para el TL081.....	28
Figura 23. Diagrama de bloques del ruido para el OP27.....	29
Figura 24. Micrófono capacitivo.....	32
Figura 25. Micrófono capacitivo con soldadura a cable.....	32
Figura 26. Montaje en placa de pruebas.....	33
Figura 27. Montaje en placa con pistas.....	33
Figura 28. Bode FPA experimental.....	34
Figura 29. Bode FPB1 experimental.....	35
Figura 30. Bode FPB2 experimental.....	35

Figura 31. Señal del circuito con los TL081.....	36
Figura 32. Señal del circuito con los OP27.....	37
Figura 33. Señal a la salida de los buffers.....	37
Figura 34. Señal cardiaca [24] .....	38
Figura 35. Diagrama de bloques de la segunda propuesta.....	39
Figura 36. Adafruit HUZZAH32 – ESP32 Feather [25] .....	41
Figura 37. Conector jack hembra, mono 3.5 mm [26] .....	42
Figura 38. Divisor de tensiones más buffer.....	43
Figura 39. Sumador de tensiones.....	44
Figura 40. Filtro paso bajo.....	45
Figura 41. Propuesta de prototipo II.....	46

## 2. Listado de tablas

Tabla 1. Comparación entre los dos sensores.....	17
Tabla 2. Valores de resistencia de la etapa de orden 2.....	23
Tabla 3. Valores de resistencia de la etapa de orden 1.....	23
Tabla 4. Ruido de los AOs por tipos de ruido y etapas.....	30

### 3. Objetivo

El objetivo de este proyecto es el desarrollo de un prototipo de estetoscopio digital priorizando la parte analógica sobre la digital. Se pretende obtener un instrumento con el menor presupuesto.

### 4. Introducción

Un estetoscopio es un instrumento destinado a la auscultación de sonidos del pecho y otras partes del cuerpo. Hipócrates en el siglo X a.e.c. fue el primero en descubrir que los sonidos captados desde el pecho de un paciente podían contener información importante para el diagnóstico. La información del corazón y la respiración solo la podía obtener escuchando los sonidos del interior del pecho.

No fue hasta 22 siglos después cuando un médico francés llamado René Théophile Hyacinthe Laënnec publicó su disertación sobre la auscultación. Adaptó la práctica de escuchar los sonidos del pecho de un paciente usando un medio de transmisión. Laënnec es considerado el padre de la neumología y el inventor del estetoscopio [1].

Laënnec comprobó como al examinar a una paciente con una enfermedad del corazón, no podía aplicar efectivamente la palpación como forma de determinar el estado de la respiración, debido a la obesidad de la paciente. Tampoco quería aproximar su oreja al pecho debido a la edad y al sexo de la paciente. Para ello cogió un trozo de papel, lo enrolló con una pequeña apertura en medio del cilindro, puso un extremo en el pecho del paciente y el otro extremo en la oreja. Más tarde se dio cuenta que el cilindro sin agujero en el medio era mejor para captar el sonido del corazón. Debido a la influencia de los textos de Hipócrates, bautizó el aparato el nombre de “stethoscope” que viene “stethos” (pecho en griego) y “skopein (examinar en griego) [1].

Laënnec experimentó con muchos materiales y geometrías. La versión que le proporcionó mejores resultados fue el modelo de la Figura 1, hecho con forma cilíndrica y de madera de grano fino con un agujero longitudinal.



**Fig. 1 – Primer estetoscopio:** Hecho de madera de grano fino y con forma cilíndrica. Su longitud era de 12 pulgadas con un diámetro de 1.5 pulgadas [1].

En paralelo con el desarrollo de los estetoscopios basados en el diseño Laënnec se desarrolló un dispositivo con doble salida de audio como el de la Figura 2. Este estetoscopio fue diseñado por George P. Camman en 1852, y su diseño se usó durante más de 100 años sin sufrir apenas modificaciones [2].



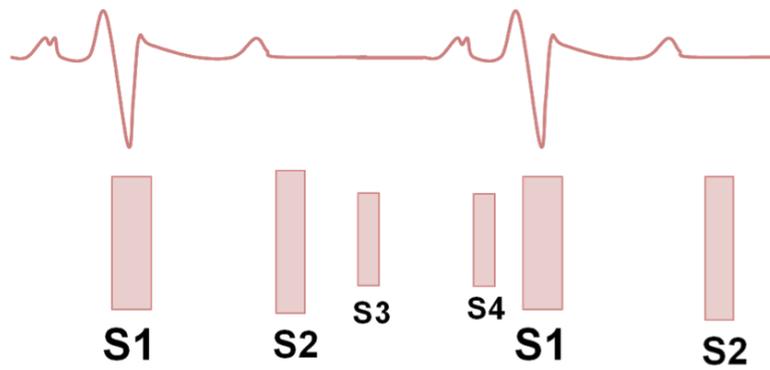
**Fig. 2 – Primer estetoscopio con salida doble:** Formado por dos tubos flexibles situados entre la pieza que se pone en contacto con el pecho y los cilindros de plata con piezas para los oídos hechas de marfil [1].

No fue hasta 1961 cuando el David Littmann, profesor de la escuela de medicina de Harvard, patentó un revolucionario estetoscopio con una gran mejora acústica. Littmann describió su estetoscopio como un dispositivo que debía tener una pieza abierta (campana) para auscultar capaz de detectar sonidos de baja frecuencia y otra pieza cerrada con un diafragma de plástico que filtrara los sonidos de baja frecuencia. El tubo debía ser firme con una longitud total pequeña y un resorte para mantener los tubos de los oídos separados. El estetoscopio era ligero y fácil de llevar [3]. Littmann ayudó a transformar un simple dispositivo para captar sonido en una potente herramienta de diagnóstico [4].

La idea de realizar un estetoscopio digital comenzó en los años cincuenta. Muchas compañías intentaron producir un estetoscopio digital práctico, pero ninguna consiguió sacar un producto satisfactorio [4].

En 1970 el estetoscopio digital se convirtió en una realidad, pero la calidad del sonido era a menudo limitada [5]. Más tarde en 1995, cuando la tecnología ya había avanzado y varios fabricantes habían intentado diseñar un producto sin éxito comercial, 3M Littmann (un famoso fabricante de estetoscopios) consideró que era el momento de iniciar su programa de desarrollo para el diseño de un estetoscopio digital. La marca quería desarrollar un estetoscopio que produjera sonidos similares al tradicional, altos y claros para reducir el riesgo de un diagnóstico erróneo. También querían que fuera sencillo e intuitivo. Después de tres años de desarrollo lanzaron su primer producto comercial – el 3M Littmann Electronic Sthetoscope Model 2000 [4].

Actualmente los estetoscopios digitales se utilizan en su mayoría para estudiar señales respiratorias y cardíacas. Las señales tienen una forma característica como se puede observar en la Figura 3. La variación de la señal de referencia puede dar indicios de enfermedades cardíacas. El ECG se caracteriza por tener un ciclo con cuatro ruidos principales.

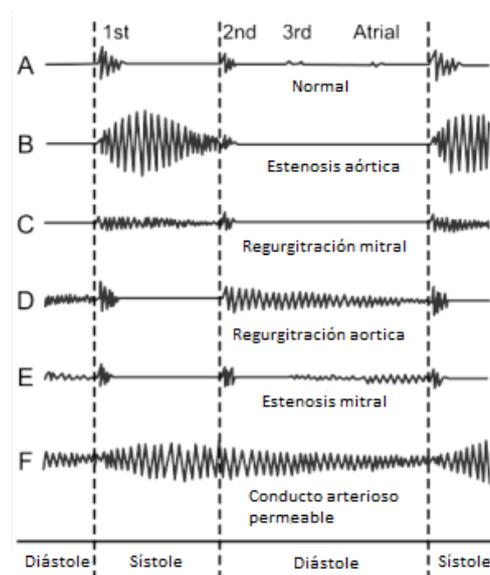


**Fig. 3 – Ruidos cardiacos:** Señal cardíaca dividida por ruidos [6].

El periodo entre S1 y S2 se denomina sístole, y al periodo entre S2 y S1 diástole. El primer ruido cardíaco (S1) se produce por el cierre de las válvulas mitral y tricúspide. Aunque el cierre de la mitral es más precoz, se suele percibir como un sonido único, pero a frecuencias bajas se puede oír desdoblado. El segundo ruido cardíaco (S2) se produce por el cierre de las válvulas semilunares (aórtica y pulmonar). El tercer ruido cardíaco (S3) se produce inmediatamente después de S2 durante el llenado ventricular rápido, y se puede oír en niños y adultos jóvenes. El cuarto ruido cardíaco (S4) aparece justo antes del S1 coincidiendo con la sístole auricular [7].

Hay otros ruidos cardiacos como el ritmo de golpe, chasquido de apertura, clic sistólico de eyección, chasquido meso sistólico y roce pericárdico. También están los soplos que son ondas sonoras turbulentas audibles frecuentes en los pacientes pediátricos.

El ancho de banda para señales acústicas normales va de los 10 a los 400 Hz, pudiendo llegar a ser de 2000 Hz [8] en caso de soplos u otro tipo de ruidos relacionados con enfermedades [1]. En la Figura 4 se pueden ver algunos ejemplos de sonidos correspondientes a diferentes patologías comparados con una señal cardíaca normal [9].



**Fig. 4 – Señales de diferentes patologías:** Muestra seis señales cardíacas para diferentes patologías [9].

Por otro lado, el proceso respiratorio pulmonar se desarrolla también de manera secuencial y cíclica. Mediante el llenado de aire o inspiración y su vaciado o espiración. Se distinguen dos fases debidas a la expansión y retracción de la caja torácica en cada ciclo respiratorio normal. El desplazamiento de la pared torácica arrastra los pulmones, de tal forma, que al aumentar o disminuir el volumen de la cavidad torácica se produce un cambio en el mismo sentido del volumen pulmonar [10].

Las fases del ciclo respiratorio en reposo son la inspiración y la espiración. La inspiración es la fase activa muscular en la que se produce la entrada de aire desde el medio ambiente externo hasta el interior pulmonar. La espiración, correspondiente a la fase pasiva, sin actividad muscular, en el que el aire sale de la cavidad pulmonar al medio ambiente externo.

En la Figura 5 con la primera flecha hacia abajo se iniciaría la inspiración, seguida de la segunda flecha hacia arriba con la que empezaría la espiración, y por último una pequeña pausa.



**Fig. 5 – Ciclo respiratorio:** Patrón normal de respiración [11].

Los sonidos normales pulmonares son de baja frecuencia, proceden del flujo turbulento y si presenta vórtices a las grandes vías respiratorias centrales, el tejido pulmonar y la pared del torax amortiguan las altas frecuencias.

En los ruidos normales, los sonidos traqueales se encuentran entre los 200 Hz y los 1500 Hz con origen en la laringe y la tráquea, mientras que los sonidos pulmonares se encuentran entre los 100 Hz y los 800 Hz tienen su origen en la vía aérea central. La presencia de ruidos anormales puede hacer que la señal llegue a una frecuencia de 2000 Hz [12].

## 5. Fases del prototipo I

El prototipo I se ha desarrollado con la intención de tener un primer contacto con la parte experimental del proyecto. Desde el principio se desarrolló con la idea de que no iba a ser definitivo por lo que de este prototipo al prototipo final pueden cambiar diferentes aspectos.

El prototipo I de estetoscopio digital está compuesto por una etapa analógica (sensor, ganancia, filtrado). Una buena elección de los componentes a utilizar en la etapa analógica puede hacer que la señal obtenida después del filtrado tenga muy poco ruido.

Como se puede ver en la Figura 6 el diseño tiene tres etapas para el procesamiento de la señal de interés. El procesado comienza por un sensor capacitivo introducido en un tubo de plástico que conecta con la campana y el diafragma. Al adquirir la señal, se procesa con la etapa de ganancia que la amplifica y por la de filtrado.



**Fig. 6 – Diagrama de bloques:** Diagrama de bloques compuesto por tres etapas.

En los siguientes apartados, entre el 5.1 y el 5.3, se va a explicar cómo funcionan las fases del prototipo I que han sido planteadas. En el apartado 7, se explicarán los componentes a utilizar de forma minuciosa. Y en el apartado 8, los cálculos en relación con el diseño que se ha montado para realizar las pruebas.

### 5.1. Sensor

En esta etapa se va a explicar tanto el sensor como la campana/diafragma que es donde va a estar integrado. El sensor capta los sonidos que provienen de la campana/diafragma (ver Figura 7). Es un mismo componente con dos caras, que tienen diferentes características.

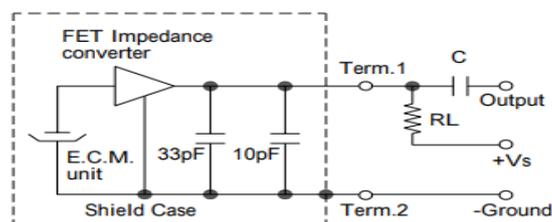


**Fig. 7 – Campana y diafragma:** La capsula tiene dos modos de funcionamiento, el modo campana y el modo diafragma [13].

El modo campana se utiliza para escuchar sonidos de baja frecuencia, se apoya sin presionar el estetoscopio sobre la piel del paciente. La membrana está sujeta por un contorno flexible quedando suspendida en ésta, permitiendo que la membrana pueda vibrar ampliamente y transmitir sonidos de longitud de ondas largas, es decir, sonidos de baja frecuencia. Y el modo diafragma que se utiliza para escuchar sonidos de frecuencias más altas, se presiona firmemente, de la misma forma que se haría con un estetoscopio tradicional de doble campana en el modo diafragma. Al ejercer esta presión, la membrana se desplaza hacia dentro hasta tocar con un anillo interno. Este anillo restringe el movimiento de la membrana bloqueando o atenuando las longitudes de onda más largas de los sonidos de baja frecuencia, permitiendo escuchar solamente las longitudes de onda más cortas de los sonidos de alta frecuencia [14].

El sensor capacitivo se encuentra en el interior del tubo de plástico que conecta con la campana/diafragma. Las vibraciones captadas por la campana/diafragma se transmiten a través del tubo hasta llegar al sensor, que es el responsable de captar la señal que se va a procesar. Según la calidad de este se conseguirá captar una señal con más o menos ruido.

Un condensador es un dispositivo formado por dos conductores generalmente en forma de placas paralelas. Los conductores están separados por un material dieléctrico o por el vacío. Sometidos a una diferencia de potencial (V), adquieren una determinada carga (Q). El circuito interno del sensor está formado por dos condensadores, separados por un diafragma que se deforma en relación con la presión diferencial ejercida sobre él. Su posición es detectada por las placas de los dos condensadores, que generan una señal de corriente alterna [15]. A continuación, se muestra la representación del circuito interno de un sensor capacitivo (ver Figura 8).



**Fig. 8 – Circuito del condensador:** Este circuito suele ser facilitado por el fabricante [16] y corresponde al circuito interno del sensor simplificado.

El circuito, que está en el interior del recuadro de la Figura 8 con líneas discontinuas, es la representación interna del circuito del sensor capacitivo. El funcionamiento del sensor capacitivo se explica con la siguiente formula.

$$C = \frac{Q}{V} \tag{1}$$

siendo la carga del condensador interno del sensor (Q) fija, la capacidad (C) una variable que depende de la presión del audio, y el voltaje (V) que depende de la variación de la capacidad y de la carga.

El circuito fuera del recuadro de la Figura 8 lo recomienda el fabricante. Está formado por una resistencia y un condensador en serie. La resistencia se conecta a la alimentación para poder proporcionar una corriente de alimentación al circuito del

sensor, y el condensador se pone en serie para eliminar el ruido que tenga la señal. Para poder elegir el sensor capacitivo, se debería conocer con seguridad que valor de presión (Pa) tiene la señal que se va a medir.

$$Sensibilidad_{dBV} = 20 \cdot \log_{10}\left(\frac{Sensibilidad_{mV/Pa}}{Output_{AREF}}\right) \quad (2)$$

Los valores de sensibilidad en dBV y los de output de la ecuación 2 (valor de referencia en la salida que suele ser de 1 V/Pa) son dados por el fabricante. Con la ecuación 2 se despeja la sensibilidad en mV/Pa y se multiplica por el valor de presión de la señal. Queda un valor en mV que se compara con el valor de ruido S/N también pasado a mV [17]. Si el valor del ruido está por encima del de la señal de interés, la señal se perdería. No se conseguiría captar nada. Para este proyecto, el sensor se ha elegido de forma experimental.

## 5.2. Ganancia

La etapa de ganancia está formada por varios amplificadores no inversores, con el objetivo de poder visualizar la señal con una mayor amplitud. Esta etapa es de especial importancia para ajustar la señal al rango de entrada de un convertidor analógico-digital (ADC).

## 5.3. Filtrado

El objetivo de esta etapa es poder acotar la señal de interés entre una frecuencia de corte inferior ( $f_{ci}$ ) y una frecuencia de corte superior ( $f_{cs}$ ). La  $f_{ci}$  es marcada por el filtro paso alto (FPA) y la  $f_{cs}$  por el filtro paso bajo (FPB). El ancho de banda se ha diseñado con la finalidad de dejar pasar tanto el rango de frecuencias cardiacas como el rango de frecuencias correspondientes a la señal respiratoria. Para ello, se ha acotado el ancho de banda entre 20 Hz y 2000 Hz. Se ha elegido la  $f_{ci}$  de 20 Hz porque el interés de este diseño es el ancho de banda audible, es decir, poder escuchar la señal. Pero en realidad, la frecuencia fundamental de la señal cardiaca es de 1-3 Hz [18].

Lo que se observa en la Figura 9 es una señal cardiaca que se va a considerar como señal modulada para analizar su ancho de banda. La señal está formada por una señal moduladora y por una señal portadora. La señal moduladora contiene la información que interesa transmitir, en este caso sería la frecuencia fundamental de 1-3 Hz. La señal portadora tiene una frecuencia mayor, por ejemplo 500 Hz, transporta a la de la señal moduladora para poder transmitir la información [19].



**Fig. 9 – Ejemplo de señal cardíaca:** Ejemplo de un tren de pulsos de un ECG [20].

Si se hiciera un diagrama de Fourier del tren de pulsos, dejando pasar la frecuencia fundamental, se obtendría una amplitud máxima central en la frecuencia de la señal portadora. En sus laterales estaría la amplitud de la señal moduladora a una frecuencia de  $\pm 1-3$  Hz (para este caso) de la frecuencia portadora. Esta pequeña variación es imperceptible en el espacio audible por lo que, no se va a tener en cuenta.

## 6. Componentes utilizados

Como se ha mencionado anteriormente, en este apartado se van a explicar los diferentes componentes utilizados en el proyecto. Se van a concretar las marcas, modelos y características de los componentes utilizados.

### 6.1. TRAD Dual Head Stethoscope

La Figura 10 muestra el estetoscopio que se ha usado en el laboratorio para las pruebas de auscultación del prototipo I. Se trata de un estetoscopio tradicional de aluminio con un diámetro del diafragma de 43.5 mm y una campana de 30 mm. Es de la marca Gimma (Gessate, Italia).



**Fig. 10 – TRAD Dual Head Stethoscope, GIMA (Gessate, Italia):** Es un estetoscopio tradicional de aluminio, el diámetro del diafragma es de 43.5 mm y la campana de 30 mm [21].

Del componente completo solo se utilizaron para las pruebas la campana/diafragma y un trozo del tubo flexible para poder insertar el sensor capacitivo. Al integrar el sensor dentro del tubo de plástico, se tuvo que ensanchar el diámetro. Esto se consiguió aplicando calor y forzándolo mecánicamente con una herramienta de mayor diámetro.

### 6.2. Electret Condenser Microphone

En el desarrollo del prototipo I se ha utilizado un micrófono capacitivo como el de la Figura 11 de Kingstate (New Taipei City, Taiwan).



**Fig. 11 – Electret Condenser Microphone, Kingstate (New Taipei City, Taiwan):** Parte superior e inferior del micrófono capacitivo [22].

Este sensor capacitivo, tiene un diámetro de 6 mm y una altura de 2.2 mm. Su ancho de banda esta entre 20 Hz y 20 kHz y es omni-direccional. Tiene un voltaje de alimentación estándar de 2 V, pero se puede llegar a alimentar hasta 10 V. El resto de los parámetros se van a comparar en la Tabla 1 frente a un sensor especialmente diseñado para captar señales cardiacas y pulmonares.

El sensor para señales cardiacas y pulmonares de la Figura 12 es un sensor de contacto. Usa una sensible, pero robusta película piezoeléctrica combinada con un preamplificador de bajo ruido. Produce un único sonido o vibración con un buffer de salida. El sensor está hecho para ofrecer buena sensibilidad a vibraciones aplicadas en el centro del componente, pero también para minimizar el ruido externo.



**Fig. 12 – CM-01B Contact Microphone, Measurement Specialties (Virginia, EE. UU.):** Sensor específico para captar sonidos cardiacas y pulmonares [23].

El sensor tiene un diámetro de 18.2 mm y con una altura de 11 mm. Está diseñado para tener un ancho de banda de entre 8 Hz y 2200 Hz. En aplicaciones de audio es un ancho de banda limitado, pero es suficiente para captar señales cardiacas y pulmonares. Tiene un rango de alimentación entre 4 V y 20 V.

**Tabla 1 – Comparación entre los dos sensores**

Parámetro	Micrófono capacitivo	Micrófono de contacto
Sensibilidad	-40 dB	40 V/mm
Ruido	58 dBA	1 mV(pp)
Consumo de corriente	0.5 mA	0.1 mA
Ancho de banda	19980 Hz	2192 Hz

### 6.3. Amplificadores operacionales

Con el objetivo de poder comparar como afectaba el tipo de amplificador operacional (AO) en el diseño, se probaron dos modelos: un AO de propósito general (TL081) de Texas Instruments (Texas, EE. UU) y otro de bajo ruido (OP27) de Analog Devices (Massachusetts, EE. UU). El OP27, está diseñado específicamente para aplicaciones de bajo ruido, y se recomiendan para aplicaciones de audio.

### 6.4. Resistencias y condensadores

Para el desarrollo del proyecto, se han utilizado diferentes valores de resistencias para las etapas de amplificación y de filtrado. Para facilitar la elección de los condensadores se fijaron todos con un único valor. La serie de las resistencias es E24 y la de los condensadores es J.

### 6.5. Zócalos

Ha sido imprescindible el uso de zócalos para el diseño del prototipo I. Su uso ha sido necesario en el desarrollo de la placa con pistas. Esto es, debido a que los AOs son más sensibles que las resistencias y porque se necesitaba intercambiar los dos tipos de AOs. También, se han usado zócalos para las resistencias y condensadores en la etapa del filtro paso bajo. Se ha hecho para poder probar los dos filtros que se han diseñado.

### 6.6. Placa de pruebas y placa con pistas

Para las primeras pruebas, se montó el prototipo I sobre una placa de pruebas. El problema de estas placas es que, al no poder soldar, se necesita interconectar muchos cables. Es muy difícil saber si estos cables están medio sueltos, están haciendo una mala conexión o si la misma placa esta defectuosa. Por estos motivos, se decidió usar una placa con pistas para asegurarse una buena conexión entre componentes.

## 7. Cálculos prototipo I

En esta sección se llevan a cabo los cálculos para el desarrollo del prototipo I. En la siguiente subsección, se explicarán los tres filtros que se van a diseñar (uno de ellos es solo de pruebas) y los valores de diseño que se han utilizado.

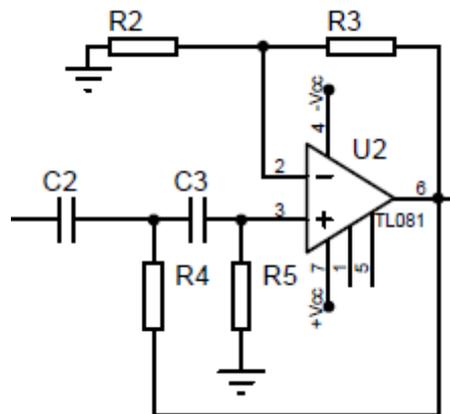
## 7.1. Diseño de los filtros

Para el diseño del filtro, se ha elegido una respuesta de tipo Butterworth por su respuesta plana en la banda pasante. Este tipo de respuesta, es una de las más usadas para aplicaciones de audio. Se han utilizado células del tipo Sallen-Key con el objetivo de no invertir la señal. La ganancia utilizada en el prototipo es simplemente para poder visualizar mejor la señal y es uno de los parámetros que variara en el segundo prototipo. En el segundo prototipo, se ajustará al rango de entrada del ADC que se vaya a usar.

El FPA se ha diseñado con orden dos debido a que es uno de los más usados. Se recomienda que la pendiente sea como mínimo  $-40$  dB/dec para que no le afecte las frecuencias más bajas. En el FPB se ha utilizado un orden tres de dos etapas para poder ajustar la ganancia en la segunda etapa. El FPA tiene una  $f_{ci}$  de 20 Hz y en el FPB se han diseñado dos filtros para poder hacer pruebas. Uno con  $f_{cs}$  de 600 Hz (FPB1) para captar las frecuencias cardiacas y otro con  $f_{cs}$  de 2000 Hz (FPB2) para incluir frecuencias de la señal respiratorias. El objetivo es utilizar únicamente el filtro de 2000 Hz y poder separar las señales de forma digital. Las respuestas de tipo Butterworth utilizan un coeficiente ( $a$ ) de 0.7072. La ganancia ( $K_T$ ) que se ha utilizado para estos cálculos es de 5 V/V. Para facilitar el diseño, todos los condensadores se fijan en 100 nF y para el cálculo de las resistencias deducidas de la ganancia se fija una de ellas en 10 k $\Omega$ .

### 7.2.1. Filtro paso alto (FPA)

La Figura 13 muestra el esquemático del FPA utilizando la célula Sallen-Key. Para calcular los valores de la célula Sallen-Key, se consideran  $C_2$  igual a  $C_3$  y  $R_4$  igual a  $R_5$ .



**Fig. 13 – Filtro paso alto:** Célula Sallen-Key para filtro paso alto.

Diseño de la resistencia del filtro paso alto. La frecuencia del filtro depende de la inversa de  $2 \cdot \pi$  por la impedancia, en este caso  $R_4 \cdot C_2$ . Se han fijado por diseño los valores de los condensadores y de frecuencia. A partir de la siguiente formula se despeja la resistencia del filtro.

$$f_{FPA} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_4 \cdot C_2}$$

Despejando la resistencia queda la siguiente fórmula.

$$R_4 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{FPA} \cdot C_2}$$

El condensador es un valor fijado con anterioridad a 10 nF y la frecuencia del FPA a 20 Hz.

$$R_4 = R_5 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 20 \cdot 100 \cdot 10^{-9}} = 79.58 \text{ k}\Omega \quad (3)$$

La resistencia normalizada es de 82.5 kΩ.

Diseño de la ganancia del FPA. La ganancia depende de la fórmula mostrada a continuación para el diseño de filtros con respuesta tipo Butterworth.

$$2 \cdot a = 3 - k_{FPA}$$

Sustituyendo el coeficiente de Butterworth (a) y despejando  $k_{FPA}$  se obtiene la ganancia del FPA.

$$k_{FPA} = 3 - 2 \cdot a = 3 - 2 \cdot 0.7072 = 1.586 \text{ V/V} \quad (4)$$

La ganancia del amplificador no inversor es la siguiente.

$$k_{FPA} = 1 + \frac{R_3}{R_2}$$

A partir de la ganancia calculada anteriormente y fijando  $R_2$  a  $10 \cdot 10^3$ , se obtiene  $R_3$ .

$$R_3 = R_2 \cdot (k_{FPA} - 1) = 10 \cdot 10^3 \cdot (1.586 - 1) = 5.856 \text{ k}\Omega \quad (5)$$

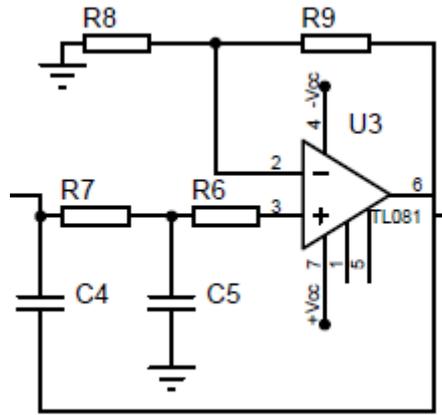
La resistencia normalizada es 5.6 kΩ.

## 7.2.2. Filtro paso bajo de 600 Hz (FPB1)

El FPB se divide en dos etapas. La primera etapa de orden 2 y la segunda de orden 1. La etapa de orden 1 fija la ganancia del sistema.

### 7.2.2.1. Etapa de orden 2.

La Figura 14 muestra el esquema del filtro paso alto usando la célula Sallen-Key. Para calcular los valores de la célula Sallen-Key, se consideran  $C_4$  igual a  $C_5$  y  $R_7$  igual a  $R_6$ .



**Fig. 14 – Filtro paso bajo orden 2:** Célula Sallen-key para filtro paso bajo.

Diseño de la resistencia del filtro paso bajo después de despejar la ecuación de la frecuencia explicada en los cálculos anteriores.

$$R_6 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{FPB\_C} \cdot C_4}$$

$$R_6 = R_7 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 600 \cdot 100 \cdot 10^{-9}} = 2.653 \text{ k}\Omega \quad (6)$$

La resistencia normalizada es de 2.7 kΩ.

En los filtros de orden 3 de tipo Butterworth, 2-a se iguala a 1. Despejando  $k_{FPB\_E2}$  se obtiene la ganancia del FPB de la etapa de orden 2.

$$2 \cdot a = 3 - k_{FPB\_E2}$$

$$k_{FPB\_E2} = 3 - 2 \cdot a = 3 - 1 = 2 \text{ V/V} \quad (7)$$

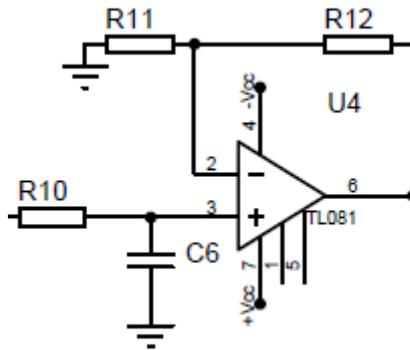
A partir de la ganancia calculada anteriormente y fijando  $R_8$  a  $10 \cdot 10^3$ , se obtiene  $R_9$ .

$$k_{FPB\_E2} = 1 + \frac{R_9}{R_8}$$

$$R_9 = R_8 \cdot (k_{FPB\_E2} - 1) = 10 \cdot 10^3 \cdot (2 - 1) = 10 \text{ k}\Omega \quad (8)$$

#### 7.2.2.2. Etapa de orden 1.

En la Figura 15, se observa la etapa de orden 1 del FPA. Como se ha comentado antes, esta etapa fija la ganancia del sistema. A partir de la ganancia de las etapas anteriores y de la ganancia total del sistema, se despeja la ganancia de la etapa de orden 1.



**Fig. 15 – Filtro paso bajo orden 1:** Amplificador no inversor y filtro paso bajo de primer orden.

Diseño de la resistencia del filtro paso bajo.

$$R_{10} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{FPB\_C} \cdot C_6}$$

$$R_{10} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 600 \cdot 100 \cdot 10^{-9}}$$

$$R_{10} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 600 \cdot 100 \cdot 10^{-9}} = 2.653 \text{ k}\Omega \quad (9)$$

A partir de las ganancias de las etapas anteriores y de la ganancia de diseño de obtiene  $k_{FPB\_E1}$ .

$$k_T = k_{FPA} \cdot k_{FPB\_E2} \cdot k_{FPB\_E1}$$

$$k_{FPB\_E1} = \frac{k_T}{k_{FPA} \cdot k_{FPB\_E2}} = \frac{5}{1.586 \cdot 2} = 1.577 \text{ V/V} \quad (10)$$

A partir de la ganancia calculada anteriormente y fijando  $R_{11}$  a  $10 \cdot 10^3$ , se obtiene  $R_{12}$ .

$$k_{FPB\_E2} = 1 + \frac{R_{12}}{R_{11}}$$

$$R_{12} = R_{11} \cdot (k_{FPB\_E1} - 1) = 10 \cdot 10^3 \cdot (1.577 - 1) = 5.767 \text{ k}\Omega \quad (11)$$

La resistencia normalizada es de 5.6 k $\Omega$ .

Debido a las resistencias normalizadas, la ganancia del FPA y del FPB de primer orden son iguales (1.56 V/V).

### 7.2.3. Filtro paso bajo de 2000 Hz (FPB2)

El cálculo de este filtro es exactamente igual que el anterior, por lo que no se van a repetir los cálculos. Los valores de condensadores, como ya se había nombrado anteriormente, están fijados a 100 nF y los de resistencia son los siguientes. Estos valores están separados en dos tablas, la Tabla 2 para la etapa de orden 2 y la Tabla 3 para la etapa de orden 1. Para facilitar la comprensión de las resistencias, se han utilizado los mismos nombres que para el FPB1.

**Tabla 2 – Valores de resistencia de la etapa de orden 2**

$R_7 = R_6$	$R_8 = R_9$
795.775 $\Omega$	10 k $\Omega$

La resistencia  $R_7$  normalizada es de 820  $\Omega$ .

**Tabla 3 – Valores de resistencia de la etapa de orden 1**

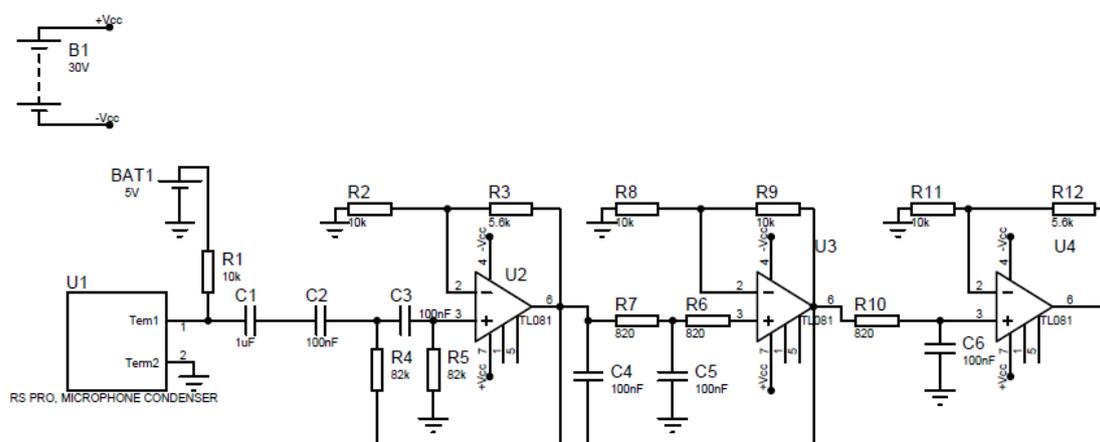
$R_{10}$	$R_{11}$	$R_{12}$
795.775 $\Omega$	10 k $\Omega$	5.767 k $\Omega$

## 8. Verificación teórica prototipo I

En este primer prototipo, se han alimentado los amplificadores operacionales con alimentación simétrica de  $\pm 15$  V. Los componentes utilizados en el montaje han sido los valores normalizados más próximos a los calculados, por lo que los resultados pueden tener una desviación respecto a los valores de diseño. El esquemático ha sido diseñado con el software de Proteus.

### 8.1. Esquemático

La Figura 16, muestra el diseño usando el filtro paso bajo de 2000 Hz. El de 600 Hz sería igual, pero cambiando los valores de diseño (ver sección 7).



**Fig. 16 – Esquema del prototipo I:** Circuito diseñado en Proteus donde se observa el sensor capacitivo alimentado a 5 V con condensador a la salida como aconseja el fabricante. Los FPA y FPB con la ganancia de 5 V/V alimentados a  $\pm 15$  V.

## 8.2. Diagramas de Bode

En esta subsección se van a mostrar los diagramas de Bode, que se han tenido como resultado para los diferentes filtros diseñados. Un diagrama de Bode es una representación gráfica que sirve para caracterizar la respuesta de un sistema. Para obtener dicho diagrama, se han montado los filtros individualmente y se les ha puesto una señal de referencia alterna. Proteus permite obtener el diagrama de Bode con la salida del filtro en referencia a la entrada.

En la Figura 17 se observa el resultado de la simulación del diagrama de Bode del FPA. Se puede comprobar que tiene una banda pasante de 3.86 dB (1.559 V/V). La diferencia respecto al diseño (1.586 V/V) es de -0.0264 V/V. En el momento que la señal llega a la frecuencia de corte inferior fijada en el diseño, la ganancia es de 0.951 dB. En conclusión, la simulación sugiere que el filtro cumple con las especificaciones requeridas.



**Fig. 17 – Bode FPA teórico:** Diagrama de Bode teórico del filtro paso alto con  $f_c$  de 20 Hz.

En la Figura 18 se observa el resultado de la simulación para el FPB de 600 Hz con una banda pasante de 9.88 dB (3.12 V/V). Presenta una diferencia frente a los cálculos de -0.034. En el momento que la señal llega a la frecuencia de corte inferior, la ganancia vale 6.5 dB.



**Fig. 18 – Bode FPB1 teórico:** Diagrama de Bode teórico del filtro paso bajo con  $f_c$  de 600 Hz.

En la Figura 19 se observa el resultado de la simulación para el FPB de 2000 Hz con una banda pasante de 9.88 dB (3.12 V/V). Tiene una diferencia frente a los cálculos de - 0.034. En el momento que la señal llega a la frecuencia de corte inferior, la ganancia es de 6.47 dB.



**Fig. 19 – Bode FPB2 teórico:** Diagrama de Bode teórico del filtro paso bajo con  $f_c$  de 2000 Hz.

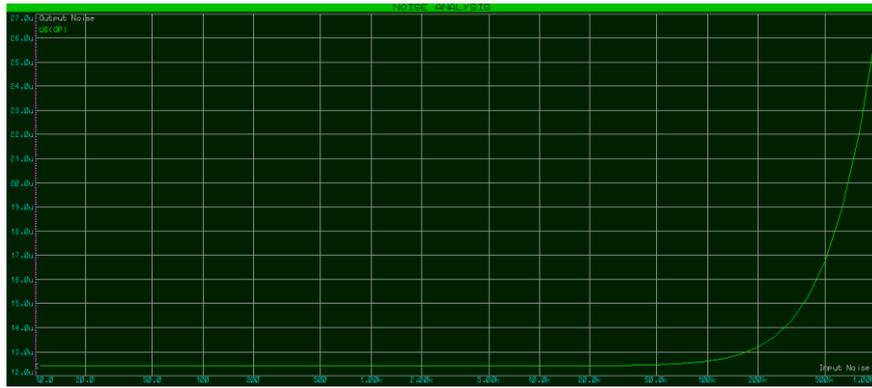
### 8.3 Análisis del ruido interno por simulación

En esta sección se ha realizado una simulación del ruido causado por los amplificadores operacionales. Es el mismo análisis que se realiza posteriormente en la sección 9.6 de forma experimental. Se monta un buffer con cada amplificador y se cortocircuita la entrada. En la Figura 20 se muestra la simulación con el TL081 y en la Figura 21 se muestra para el OP27.



**Fig. 20 – Simulación del buffer montado con un TL081:** Simulación de la respuesta de un buffer montado con un TL081. Se cortocircuita la entrada y se hace un análisis del ruido de la salida.

Según la simulación el TL081 induce 12.5 nV hasta la frecuencia de 50 kHz sin aplicar entrada al buffer.



**Fig. 21 – Simulación del buffer montado con un OP27:** Simulación de la respuesta de un buffer montado con un OP27. Se cortocircuita la entrada y se hace un análisis del ruido de la salida.

Según la simulación el OP27 induce 12.4  $\mu\text{V}$  hasta la frecuencia de 40 kHz sin aplicar entrada al buffer.

#### 8.4. Análisis del ruido interno por análisis

En esta sección se va a realizar un estudio teórico del ruido de las etapas de acondicionamiento de la señal. Se va a realizar el estudio para los dos amplificadores operacionales utilizados en el desarrollo del prototipo I. El estudio del ruido incluye el ruido de tensión y de corriente generado por los propios AOs y el ruido térmico (Johnson) causado por las resistencias. Los cálculos del ruido Johnson se realizarán para el TL081, para el OP27 no se repetirán porque son exactamente iguales. Los cálculos están en la sección 12 correspondiente al anexo de los cálculos. A continuación, se procederá a explicar las fórmulas utilizadas para el estudio y los valores seleccionados de la hoja de características para cada amplificador. El análisis de ruido del OP27 se ha realizado con el submodelo OP27A.

##### 8.4.1. Ruido debido a la tensión de ruido

$V_{N(BF)}$  es el valor de ruido a baja frecuencia aportado por el fabricante y  $V_{N(AF)}$  es el valor de ruido a alta frecuencia. El valor de  $V_{N(AF)}$  es aportado por el fabricante del TL081 para una condición de frecuencia de entre 10 Hz y 10 kHz. Dado que el ancho de banda del sistema es menor de 10 kHz, la tensión de ruido a alta frecuencia ( $V_{N(AF)}$ ) no es considerada. El valor  $V_{N(AF)}$  para el TL081 es de 4  $\mu\text{V}$  para una condición de frecuencia de 1 kHz.

El valor de  $V_{N(BF)}$  aportado por el fabricante del OP27A es de 0.08  $\mu\text{V}$  medido para una condición de frecuencia de entre 0.1 Hz y 10 Hz. El valor de  $V_{N(AF)}$  se ha elegido para una frecuencia central de 1 kHz y es  $3 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ . La  $V_{N(AF)}$  al ser un valor RMS se multiplica por 6.6 para obtener un valor de tensión pico a pico y por la raíz del ancho de banda (BW) porque es un valor con densidad espectral. Debido que el FPA tiene una frecuencia de corte de 20 Hz, el valor de  $V_{N(BF)}$  no le afecta, por lo que no se utiliza en los cálculos del FPA. En los cálculos del FPB al ancho de banda se le debe restar 10

Hz que es hasta dónde llega el valor de ruido a bajas frecuencias, pero al FPA se le resta 20 Hz porque es la frecuencia de corte.

$$V_{N0(PP)} = \sqrt{V_{N(BF)}^2 + 6.6 \cdot V_{N(AF)}^2} \quad (12)$$

El valor resultante se multiplica por el *Noise Gain* de la etapa, que es igual al valor de ganancia no inversora.

$$V_{N0.1(PP)} = V_{N0(PP)} \cdot \text{Noise Gain} \quad (13)$$

y así tenemos el valor de ruido a la salida en pico-pico debido a la tensión de ruido interno del AO.

#### 8.4.2. Ruido debido a las corrientes de ruido

Se necesitan calcular las resistencias de Thévenin para obtener la resistencia equivalente a la entrada del amplificador operacional.  $R_{TH+}$  es la resistencia de Thévenin de la pata positiva del operacional, calculada cortocircuitando la entrada y  $R_{TH-}$  es lo mismo para la pata negativa. Debido a que las corrientes de ruido son continuas, los condensadores se comportan como circuito abierto.  $I_N$  es el valor de las corrientes de ruido a baja frecuencia aportado por el fabricante. Este valor en el TL081 es medido bajo la condición en frecuencia de 1 kHz y tiene un valor de  $0.01 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ . El valor de corriente de ruido que se ha elegido para realizar los cálculos del OP27 es medido para una frecuencia central de 1 kHz y es  $0.4 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ .

$$V_{DN0} = \sqrt{(I_N^- \cdot R_{TH-})^2 + (I_N^- \cdot R_{TH+})^2} \quad (14)$$

El valor resultante se multiplica por el *Noise Gain*, por la raíz del ancho de banda y por 6.6 para estimar el valor de pico a pico.

$$V_{DN0.1(PP)} = V_{DN1} \cdot \text{Noise Gain} \cdot \sqrt{BW} \cdot 6.6 \quad (15)$$

y así tenemos el valor de ruido a la salida en pico-pico debido a la corriente de ruido interno del AO.

#### 8.4.3. Ruido Johnson

El ruido Johnson depende de las resistencias, la temperatura y el ancho de banda. A mayor valor de resistencia, de temperatura y de ancho de banda, mayor es el ruido Johnson. El ruido Johnson se calcula con la siguiente ecuación.

$$V_{NR0} = \sqrt{4 \cdot k_b \cdot T \cdot R_2 \cdot BW} \quad (16)$$

$k_b$  es la constante de Boltzman, una constante cuyo valor es  $1.38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$ ,  $T$  es la temperatura en Kelvin (se utiliza una temperatura media de  $25 \text{ }^\circ\text{C}$ ) y  $BW$  el ancho de banda del sistema (en Hz). El 4 es un valor estadístico. Este cálculo se debe realizar para cada valor de resistencia. Todos los valores de  $V_{NR}$  se deben multiplicar por su ganancia y sumarse cuadráticamente, quedando un valor  $V_{NRT0}$ . El valor resultante se debe multiplicar por 6.6 para obtener el valor de pico a pico.

$$V_{NRT0(PP)} = V_{NRT0} \cdot 6.6 \quad (17)$$

y así tenemos el valor de ruido a la salida en pico-pico debido a las tensiones de ruido de las resistencias.

#### 8.4.4. Ruido total producido al final del acondicionamiento

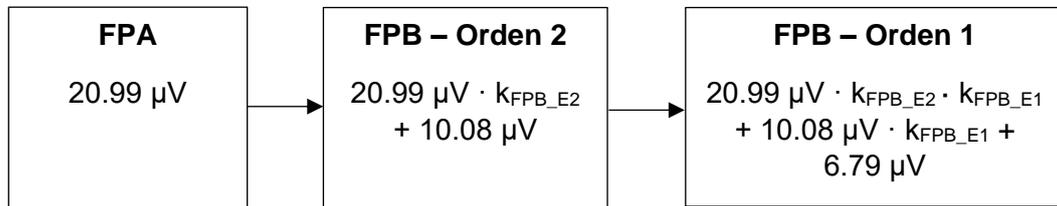
El ruido total es la suma cuadrática de los valores de ruido pico a pico calculados anteriormente.

$$V_{RT0} = \sqrt{V_{N0.1(PP)}^2 + V_{DN0.1(PP)}^2 + V_{NRT0(PP)}^2} \quad (18)$$

El ruido al final del acondicionamiento analógico sería  $V_{RT0}$  multiplicado por las ganancias de las etapas siguientes.

#### 8.4.5. Diagrama de bloques del ruido

Para poder visualizar mejor como afecta el ruido de cada etapa, se van a hacer dos diagramas de bloques para las etapas de ganancia y filtrado. Un diagrama de bloques para el TL081 y otro para el OP27. Para simplificar los diagramas de bloques de las Figuras 22 y 23, se han puesto sumas normales dentro de los bloques.



**Fig. 22 – Diagrama de bloques del ruido para el TL081:** Visualización de cómo afecta el ruido de las diferentes etapas del acondicionamiento utilizando el TL081 mediante un diagrama de bloques.

La tensión de ruido pico a pico producida por el filtro paso alto ( $V_{RT\_FPA}$ ) es  $20.99 \mu V$ , la tensión de ruido del filtro paso bajo de orden 2 ( $V_{RT\_FPB\_E2}$ ) es de  $10.08 \mu V$ , y la tensión de ruido producida por el filtro paso bajo de orden 1 ( $V_{RT\_FPB\_E1}$ ) es de  $6.84 \mu V$ . A continuación, se obtendrá el valor total de la tensión de ruido después de multiplicarse por la ganancia de las etapas siguientes y ser sumado cuadráticamente.

El ruido de cada etapa al final del acondicionamiento es el siguiente.

$$V_{RTF\_FPA} = V_{RT\_FPA} \cdot k_{FPB\_E2} \cdot k_{FPB\_E1}$$

$$V_{RTF\_FPA} = 20.99 \cdot 10^{-6} \cdot 2 \cdot 1.56 = 65.5 \mu V \quad (19)$$

El filtro paso alto induce  $65.5 \mu V$  a la salida del acondicionamiento.

$$V_{RTF\_FPB\_E2} = V_{RT\_FPB\_E2} \cdot k_{FPB\_E1}$$

$$V_{RTF\_FPB\_E2} = 10.08 \cdot 10^{-6} \cdot 1.56 = 15.73 \mu V \quad (20)$$

El filtro paso bajo de orden 2 induce 15.73  $\mu V$  a la salida del acondicionamiento.

$$V_{RT\_FPB\_E1} = 6.84 \mu V \quad (21)$$

El filtro paso bajo de orden 1 induce 6.79  $\mu V$ .

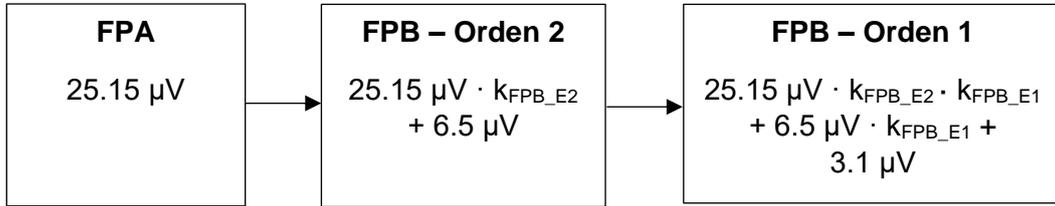
Para obtener el resultado de la tensión de ruido final, se sumarán cuadráticamente las tensiones de ruido producidas por cada etapa al final del acondicionamiento analógico.

$$V_{RT} = \sqrt{(V_{RTF\_FPA})^2 + (V_{RTF\_FPB\_E2})^2 + (V_{RT\_FPB\_E1})^2}$$

$$V_{RT} = \sqrt{(65.5 \cdot 10^{-6})^2 + (15.73 \cdot 10^{-6})^2 + (6.79 \cdot 10^{-6})^2} = 67.7 \mu V$$

y así obtendríamos la tensión de ruido pico a pico total al final.

Seguidamente, se realizará el mismo procedimiento para el OP27.



**Fig. 23 – Diagrama de bloques del ruido para el OP27:** Visualización de cómo afecta el ruido de las diferentes etapas del acondicionamiento utilizando el OP27 mediante un diagrama de bloques.

$V_{RT\_FPA}$  es 25.12  $\mu V$ ,  $V_{RT\_FPB\_E2}$  es de 6.5  $\mu V$  y  $V_{RT\_FPB\_E1}$  es de 3.1  $\mu V$ .

El ruido de cada etapa al final del acondicionamiento es el siguiente.

$$V_{RTF\_FPA} = V_{RT\_FPA} \cdot k_{FPB\_E2} \cdot k_{FPB\_E1}$$

$$V_{RTF\_FPA} = 25.12 \cdot 10^{-6} \cdot 2 \cdot 1.56 = 78.37 \mu V \quad (22)$$

El filtro paso alto induce 78.37  $\mu V$  a la salida del acondicionamiento.

$$V_{RTF\_FPB\_E2} = V_{RT\_FPB\_E2} \cdot k_{FPB\_E1}$$

$$V_{RTF\_FPB\_E2} = 6.5 \cdot 10^{-6} \cdot 1.56 = 10.14 \mu V \quad (23)$$

El filtro paso bajo de orden 2 induce 10.14  $\mu V$  a la salida del acondicionamiento.

$$V_{RT\_FPB\_E1} = 3.1 \mu V \quad (24)$$

El filtro paso bajo de orden 1 induce 3.1  $\mu V$ .

Para obtener el resultado de la tensión de ruido final, se sumarán cuadráticamente las tensiones de ruido producidas por cada etapa al final del acondicionamiento analógico.

$$V_{RT} = \sqrt{(V_{RTF\_FPA})^2 + (V_{RTF\_FPB\_E2})^2 + (V_{RT\_FPB\_E1})^2}$$

$$V_{RT} = \sqrt{(78.37 \cdot 10^{-6})^2 + (10.14 \cdot 10^{-6})^2 + (3.1 \cdot 10^{-6})^2} = 79.08 \mu V$$

y así obtendríamos la tensión de ruido pico a pico total al final.

#### 8.4.6 Tensión de ruido por etapas

Para poder entender de donde viene la tensión de ruido de los amplificadores, en la Tabla 4 se han puesto los valores de tensión de ruido, debido a la tensión de ruido del amplificador y a la corriente de ruido para cada filtro y para cada tipo de amplificador operacional. En esta comparación no importa el ruido Johnson porque al cambiar de amplificador actúa como una constante debido a que no depende de ningún parámetro de los amplificadores operacionales.

**Tabla 4 – Ruido de los AOs por tipos de ruido y etapas**

Amplificador	FPA	FPB de orden 2	FPB de orden 1
Tensión de ruido debido a la tensión de ruido interna del AO			
TL081	6.24 $\mu\text{V}$	8 $\mu\text{V}$	6.24 $\mu\text{V}$
OP27	1.37 $\mu\text{V}$	1.77 $\mu\text{V}$	1.38 $\mu\text{V}$
Tensión de ruido debido a las corrientes de ruido del AO			
TL081	378.43 nV	0.308 nV	0.17 nV
OP27	15.3 $\mu\text{V}$	1.23 $\mu\text{V}$	673.47 nV

Se puede observar como el TL081 produce más ruido debido a la tensión de ruido, pero el OP27 lo produce con las corrientes de ruido. La suma, como se ve en la subsección anterior, hace que el OP27 tenga mayor ruido al final del acondicionamiento que el TL081.

#### 8.5. Conclusiones de la verificación teórica por simulación

Los valores de resistencias y condensadores usados en la simulación son normalizados, por lo que se podrán comparar con la verificación experimental de la sección 9. Al usar valores normalizados es normal ver pequeñas variaciones respecto a los valores ideales de diseño. La ganancia total (el producto de la ganancia del FPA y del FPB) es 4.864 V/V, es decir, hay una desviación de 0.13592 V/V respecto al valor ideal. En las simulaciones del diagrama de Bode de los filtros paso bajo, hay una desviación de la frecuencia de corte. Para el FPB de 2000 Hz, sale una frecuencia de corte de 1930 Hz y para el FPB de 600 Hz, sale una frecuencia de 583 Hz. Después de analizar los datos, se puede ver que se han verificado los cálculos.

El OP27 se comercializa como un amplificador de bajo ruido, pero el estudio de ruido muestra como induce más ruido al circuito que el TL081. La simulación del montaje de los buffers cortocircuitando la entrada muestra como el OP27 induce 1000 veces más ruido que el TL071. En la sección 9.6 se puede ver la misma prueba de forma

experimental y como se aprecia a simple vista que la señal del OP27 tiene más ruido que el TL081.

## 8.6. Conclusiones de la verificación teórica por análisis

En el análisis teórico se muestra como el OP27 produce más ruido que el TL081. Aunque el OP27 produzca casi 5 veces menos tensión de ruido, las corrientes de ruido son más grandes que las del TL081. Si la etapa tiene unas resistencias relativamente grandes (50 k $\Omega$  por ejemplo), las corrientes de ruido usando el OP27 afectarán más que el ruido producido por la tensión de ruido. En la etapa del FPA donde se utilizan resistencias más grandes, el ruido producido por las corrientes de ruido en el OP27 es 40 veces mayor que el ruido producido por el TL081 en la misma etapa. En las etapas del FPB sigue siendo mayor que en el TL081, pero no se aprecia tanto debido a que se usan resistencias muy pequeñas (820  $\Omega$ ).

Hay que tener presente, a la hora de montar un circuito de instrumentación de bajo ruido, que las resistencias no solo afectan al ruido Johnson, sino que también afectan al ruido producido por las corrientes de ruido. Lo ideal sería no utilizar resistencias muy grandes para poder mantener un nivel de ruido bajo o usar un amplificador con corrientes de ruido muy bajas.

## 9. Verificación experimental prototipo I

En sección se explica el desarrollo experimental del circuito, las pruebas de los amplificadores operacionales, los diagramas de Bode experimentales y las conclusiones de la señal captada al final del circuito, con los dos tipos de amplificadores.

### 9.1. Montaje del sensor

Para poder obtener la señal acústica a la salida del estetoscopio analógico, se tuvo que insertar el micrófono en el tubo de plástico. Para conectar el sensor con el circuito de acondicionamiento se soldaron dos cables a las patas del sensor. Estos cables hacen de puente entre el sensor y el circuito.

En el primer intento de soldadura, debido a las dimensiones de los pines que tiene el sensor, apreciable en la Figura 24 y a la poca experiencia soldando componentes tan pequeños, se rompieron las patas. Se tuvo que utilizar otro sensor del mismo modelo. Para mejorar la soldadura se enrolló la punta del cable en el pin y se le aplicó calor, a los 30 segundos se le aplicó estaño y se realizó la soldadura con éxito. Como resultado, se obtuvo el montaje de la Figura 25.



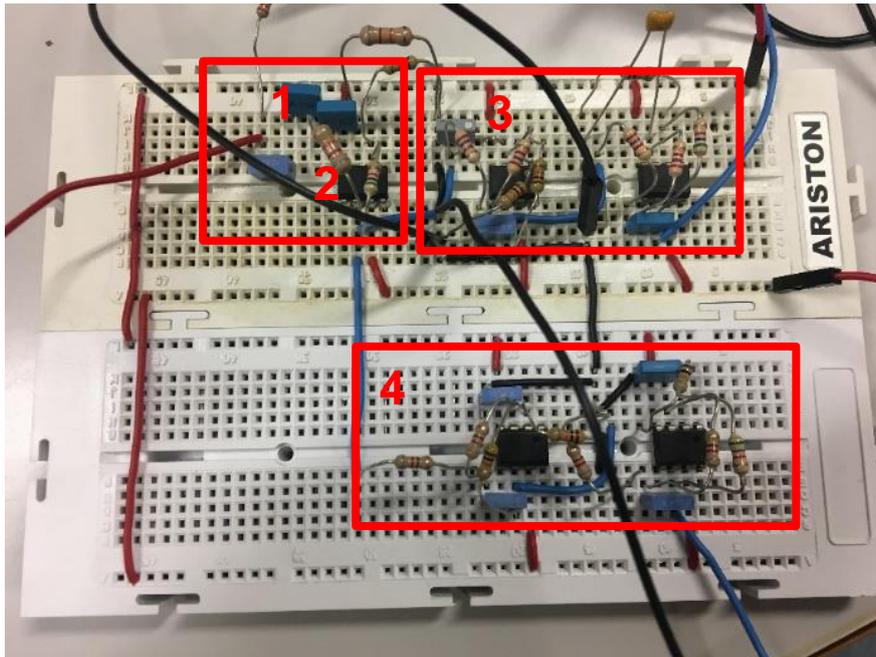
**Fig. 24 - Micrófono capacitivo:** Se observa la colocación del micrófono en el interior del tubo, el cual hace de conexión entre el diafragma/campana y el propio micrófono.



**Fig. 25 - Micrófono capacitivo con soldadura a cable:** Resultado después de soldar los cables de masa y alimentación al sensor.

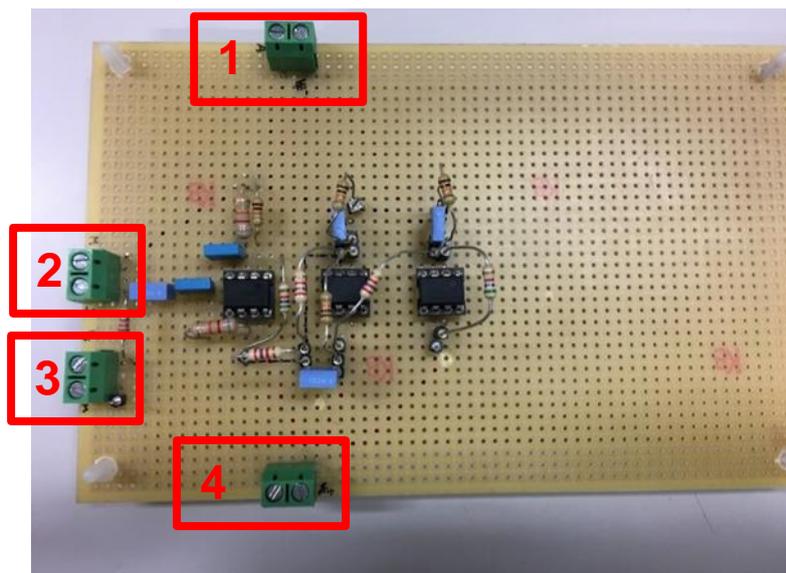
## 9.2. Montaje del circuito en placa de pruebas y placa con pistas

El primer montaje se realizó en una placa de pruebas. En la Figura 26 se identifican partes del circuito. En el punto 1 se encuentra la salida del micrófono con un pequeño circuito de acondicionamiento que recomienda el fabricante, seguido del punto 2 que es el filtro paso alto. Hay dos salidas del FPA, una para el FPB de 600 Hz (punto 3) y otra para el filtro de 2000 Hz (punto 4).



**Fig. 26 – Montaje en placa de pruebas:** Montaje del sensor con todos los filtros

Con el objetivo de mejorar la calidad de las conexiones y de intentar reducir al máximo los posibles movimientos de los cables, condensadores y resistencias, se procedió a realizar un diseño en placa con pistas. El diseño de esta placa se realizó con la intención de poder intercambiar el FPB entero (en la Figura 27 está montado el de 600 Hz) mediante la utilización de zócalos, tanto para amplificadores operacionales como para resistencias y condensadores. En el punto 1 está la entrada de alimentación negativa de los operacionales y su punto de referencia, en el punto 2 está la salida del sensor y su punto de referencia y en el punto 3 está la alimentación del sensor y la masa. Por último, en el punto 4 está la entrada de alimentación positiva de los amplificadores.

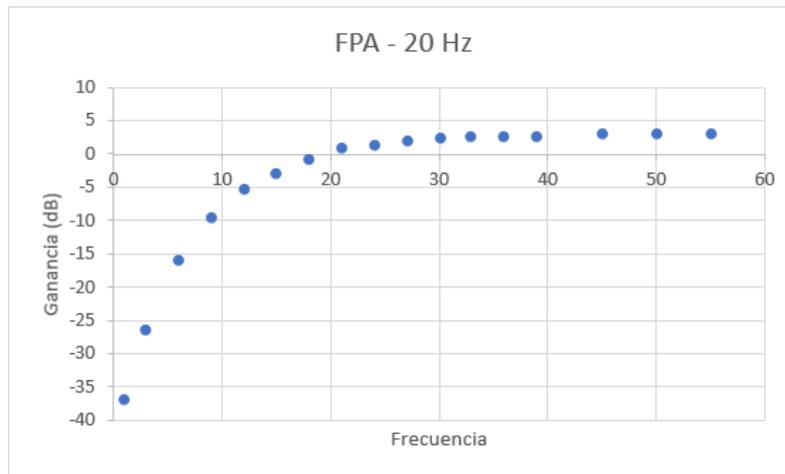


**Fig. 27 – Montaje en placa con pistas:** Montaje del sensor con zócalos para los amplificadores operacionales y para las resistencias y condensadores del FPB.

### 9.3. Diagramas de Bode

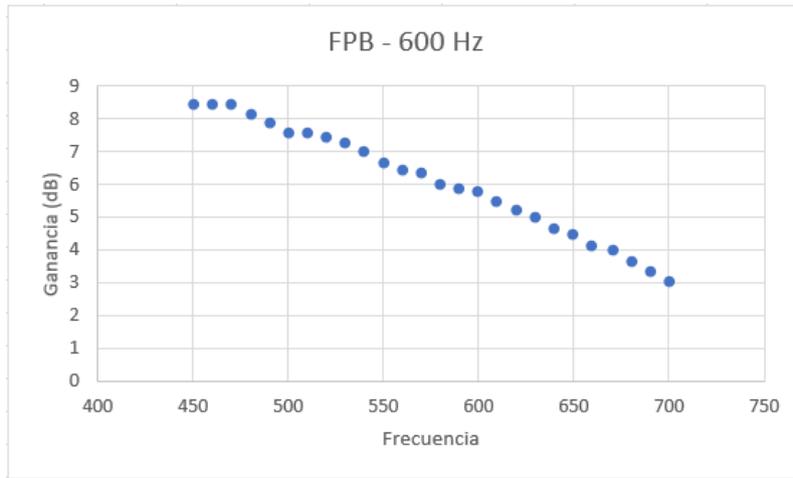
Para esta prueba se implementaron los tres filtros con un voltaje pico a pico de 5 V. Se fueron tomando muestras a diferentes frecuencias con el objetivo de estudiar el comportamiento de los filtros de forma experimental. Una vez tomadas varias muestras, se calculó la ganancia, y se pasó a dB para poder compararlos con los Bodes teóricos.

Se puede comprobar en la Figura 28 que entre el segundo punto que está a 3 Hz y el punto 5 que está a 12 Hz, hay una caída de aproximadamente 21 dB/dec. La banda pasante se encuentra en los 3.16 dB (frente a los 3.86 del Bode teórico) y la frecuencia de corte en 0.859 dB.



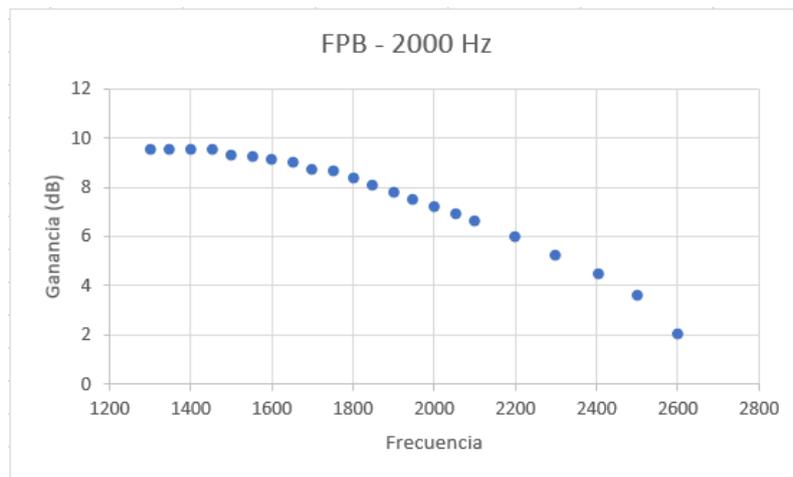
**Fig. 28 – Bode FPA experimental:** Diagrama de Bode experimental del filtro paso alto con  $f_c$  de 20 Hz.

El primer punto de la Figura 29, empezando por la derecha, se encuentra a 700 Hz con una ganancia de 3.07 dB. El punto 11 se encuentra a 600 Hz con una ganancia de 5,809 dB. La diferencia entre estas frecuencias es de 2.739 dB, esto son 0.1·Dec. La caída en una década son 27.39 dB, es decir, tiene la caída esperada de aproximadamente 30 dB /dec. La banda pasante está en los 8.43 dB (frente a los 9.88 del Bode teórico). Los 600 Hz de la frecuencia de corte, están en 5.809 dB (2.6 dB por debajo de la banda pasante experimental) esto nos permite saber que el filtro está bien diseñado.



**Fig. 29 – Bode FPB1 experimental:** Diagrama de Bode experimental del filtro paso BAJO con  $f_c$  de 600 Hz.

El primer punto de la Figura 30, empezando por la derecha, se encuentra a 2600 Hz con una ganancia de 2.144 dB, el siguiente punto se encuentra en 2500 Hz con una ganancia de 3.6368 dB. La diferencia entre estas frecuencias es de 1.5928 dB, esto son 0.05·Dec, por lo que la caída en una década son 31.856 dB. Esto quiere decir que, tiene la caída esperada de aproximadamente 30 dB /dec. La banda pasante está en los 9.54 dB (frente a los 9.88 dB del Bode teórico), por lo que su frecuencia de corte debería estar 3 dB por debajo, los 2000 Hz de la frecuencia de corte están en 7.309 dB, es decir, 2.24 dB por debajo de la banda pasante.



**Fig. 30 – Bode FPB2 experimental:** Diagrama de Bode experimental del filtro paso BAJO con  $f_c$  de 2000 Hz.

#### 9.4. Conclusión de los diagramas de Bode

De forma aproximada se han cumplido los criterios de diseño, hay pequeñas desviaciones debido a que los componentes utilizados tienen  $\pm 5\%$  (serie E24 para resistencias y serie J para condensadores) de desviación respecto a su valor ideal. Los componentes disponibles en el laboratorio se adaptaron a las necesidades del proyecto.

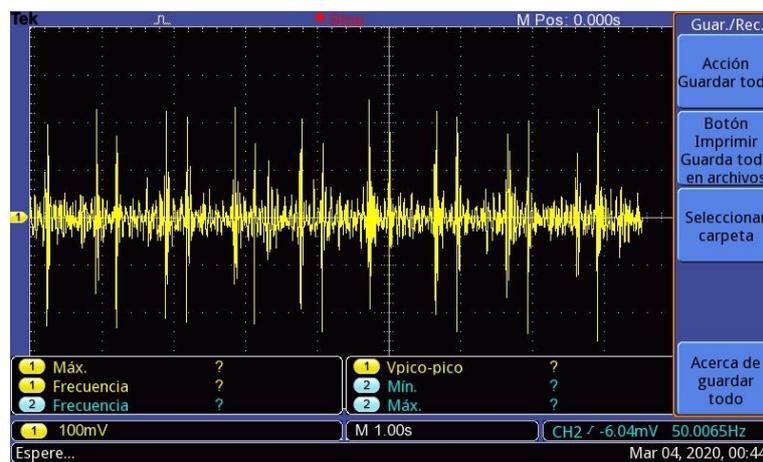
Debido a que hay menos valores de condensadores que de resistencias, se tomó la decisión de fijar un valor conocido de condensador.

## 9.5. Señales a la salida del acondicionamiento

Los resultados obtenidos son usando el modo diafragma del estetoscopio y poniéndolo sobre el lado izquierdo del pecho (sobre el corazón) para auscultar la señal cardiaca fueron los siguientes. Al tener la posibilidad de intercambiar los amplificadores operacionales se probaron dos opciones con el mismo filtro (visto arriba). Se utilizó un amplificador de uso general que había en el laboratorio, que es el TL081 y el OP27 de bajo ruido.

### 9.5.1. Señal con el amplificador TL081

En la Figura 31, se observan unos picos que corresponden con los latidos del corazón, también se puede observar ruido de alta frecuencia entre estos picos. Para comprobar que se correspondiera con la señal del corazón, con un segundo estetoscopio se ausculto a la vez para comprobar que captaba bien la señal producida por el corazón.



**Fig. 31– Señal del circuito con los TL081:** Figura tomada del osciloscopio.

### 9.5.2. Señal con el amplificador OP27

Al comparar las Figuras 31 y 32, se observa como los amplificadores operacionales, que en teoría eran de bajo ruido, sacan una señal más ruidosa que usando amplificadores de uso general. Debido a esta percepción, se diseñó un buffer con cada amplificador y se cortocircuitó la entrada.

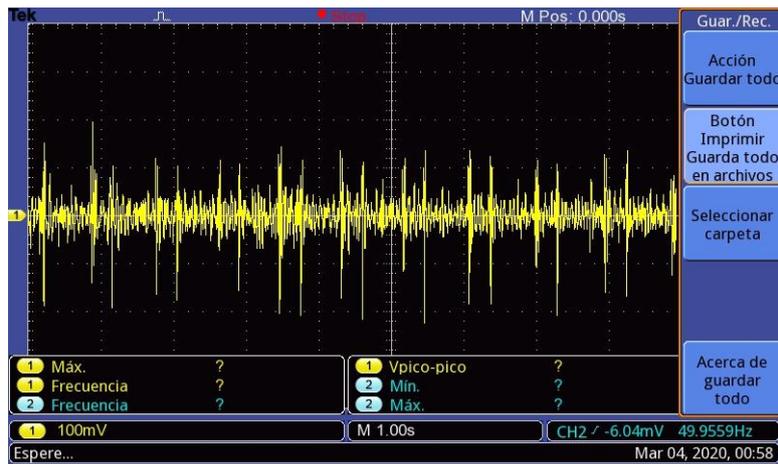


Fig. 32 – Señal del circuito con los OP27: Figura tomada del osciloscopio.

### 9.6. Prueba de ruido

En la Figura 33, la señal azul proviene del amplificador operacional de bajo ruido. Este introduce más ruido a la señal que el amplificador normal, que es para uso general. Debido al resultado de la prueba, el OP27 queda totalmente descartado para la siguiente fase del desarrollo.

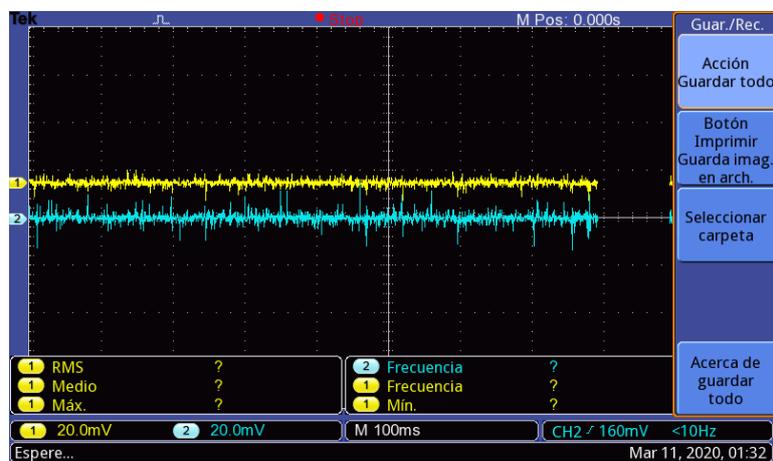


Fig. 33 – Señal a la salida de los buffers: Figura tomada del osciloscopio.

### 9.7. Señal de ejemplo externa al proyecto

Se ha querido comparar la señal resultante del prototipo I con la de un proyecto externo como la de la Figura 34. Esta figura corresponde a la señal de salida de un estetoscopio digital con procesamiento analógico y digital. Se puede observar cómo tiene un ruido de alta frecuencia similar al del prototipo I.



**Fig. 34 – Señal cardiaca:** Señal cardiaca de un proyecto externo [24].

## 9.8. Conclusiones de las pruebas del prototipo I

Después de los datos recogidos, se comprobó que el ruido de la señal es inducido por el propio cuerpo, es decir, que cuando recibe una señal cualquiera, como por ejemplo un chasquido no produce un ruido como el que se observa en la señal. El ruido que se observa, también se puede deber a la propia vibración de la señal principal, la cual deja una vibración residual. Para intentar reducirlo se podría probar a utilizar un pequeño acolchado entre la campana/diafragma y la piel.

Al analizar bien el circuito final del prototipo I, se ha observado que el condensador, el cual aporta el circuito del fabricante es para eliminar el nivel de continua. Este condensador no haría falta, ya que a continuación esta implementado el FPA. Por lo tanto, los valores calculados en el FPA no serían reales porque faltaría sumarle ese condensador que no se ha tenido en cuenta.

## 10. Propuestas para prototipo II

La idea en esta sección es explicar futuras mejoras del prototipo diseñado en los apartados anteriores para poder retomar el proyecto en un futuro. Hay dos propuestas de mejora, una más elaborada que la otra.

### 10.1. Primera propuesta

La primera propuesta es una mejora del prototipo I. En esta propuesta se utilizaría el FPA de 20 Hz y FPB de 2000 Hz. La diferencia estaría en un cambio de los amplificadores operacionales, con el fin de poder tener una alimentación única. Se propone utilizar el amplificador TS922 de ST Microelectronics (Geneva, Suiza). Este amplificador se utiliza para aplicaciones de audio, y tiene una tensión de alimentación

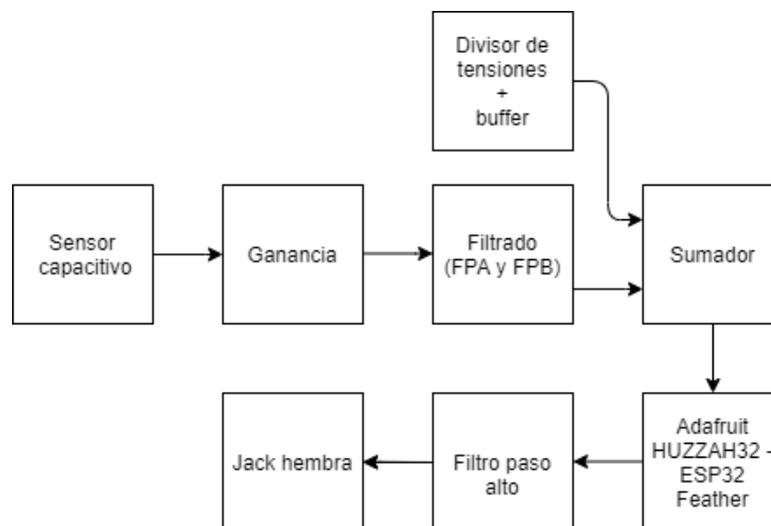
única de entre 3 V y 9 V. La alimentación se obtendría de una pila lipo de 3V, que alimentaría tanto al sensor como a los amplificadores operacionales. Al final del acondicionamiento analógico de la señal, se le pondría un conector hembra mini jack para poder escuchar la señal cardiaca o pulmonar.

## 10.2. Segunda propuesta

Esta propuesta es la idea original para el diseño del prototipo II. El diseño se va a explicar con el apoyo del diagrama de bloques de la Figura 36. Se basa en coger la primera propuesta y añadirle un acondicionamiento digital. Debido a que el acondicionamiento analógico es el mismo que el del prototipo I y lo único que cambia son los amplificadores, no se va a volver a explicar. Solo hay una variación del prototipo I. Esta variación es la ganancia final del circuito. El acondicionamiento analógico debe entregar 1.65 V para posteriormente sumarle la tensión continua y adaptarse al rango de entrada del ADC. En la sección de cálculos se modificará la etapa de orden 1 del FPB de 2000 Hz.

### 10.2.1. Fases de la segunda propuesta

En esta sección se van a explicar las diferentes etapas que deben haber después del acondicionamiento analógico para poder digitalizar la señal. También se explicaran las etapas que hay después de la etapa digital y como afectaría al prototipo II final.



**Fig. 35 – Diagrama de bloques de la segunda propuesta:** Diagrama de bloques compuesto por ocho etapas. A la etapa de acondicionamiento analógico se le suma una tensión continua para poder digitalizarla con el ESP32. La salida del ESP32 iría a un amplificador con un filtro paso alto. Y por último el mini jack hembra.

#### 10.2.1.1. Divisor de tensiones más buffer

El divisor de tensiones debe estar diseñado para proporcionar una tensión continua que sea la mitad del rango de entrada del ADC. Es decir, si el rango de entrada es de 0 V a 3.3 V, el divisor de tensiones debe introducir 1.65 V de tensión continua. El buffer se utiliza para resolver el problema de desadaptación de impedancias. Con el buffer se consigue reducir la impedancia a la entrada de la siguiente etapa, porque a la salida del amplificador operacional hay aproximadamente 50  $\Omega$ . Esto permite que los 1.65 V sea la tensión real a la entrada de la siguiente etapa y no haya una caída de tensión significativa.

#### 10.2.1.2. Sumador

El sumador se encarga de sumar la tensión continua que proporciona el buffer a la señal de la salida del acondicionamiento analógico. Del sumador saldrá una señal acondicionada de entre 0 V y 3.3 V. El rango de salida del sumador permite utilizar la máxima resolución que proporciona el microcontrolador ESP32. Sí el rango no llega a 3.3 V se estaría perdiendo resolución. Al perder resolución, se necesitaría mayor tensión para que el microcontrolador capte una variación en la señal de entrada.

#### 10.2.1.3. Adafruit HUZZAH32 – ESP32 Feather

Esta subsección incluye el convertidor analógico - digital (ADC) y el convertidor digital - analógico (DAC) integrados en el ESP32. El ESP32 es el microcontrolador que se usará. La etapa digital permite digitalizar la señal. En esta etapa se haría un acondicionamiento digital, dando a elegir al usuario sí poner un filtro paso bajo para captar señales cardiacas o pulmonares. Además, se podría guardar la señal en una tarjeta SD o enviarla vía bluetooth a un móvil para poder visualizarla. Es importante tener en cuenta de cuantos bits son el (ADC) y el (DAC) que tiene incorporados el ESP32. Depende de los bits que tenga cada uno de ellos se conseguirá una mayor o menor resolución, tanto a la entrada del microcontrolador, como a la salida. Como se ha explicado en la etapa anterior, menor resolución significa pérdida de información. Se pretende poder controlar la ganancia de la señal digitalmente en esta etapa para poder variar la tensión de salida entre 0 y 3.3 V. Después del filtro, esta tensión se convierte, pasa a estar entre -1.65 y 1.65 V, que coincide con la amplitud de pico del audio profesional de línea (1.736 V).

#### 10.2.1.4. Filtro paso alto

El filtro paso alto permite eliminar la tensión continua a la salida del DAC y suavizar la señal. La salida del DAC es una señal hecha a partir de ondas cuadradas. Estos cuadrados, cuantos más bits tenga el DAC más difícil de visualizar serán y más ideal parecerá la señal. Con el FPA se pueden eliminar estas pequeñas ondas cuadradas y obtener una señal nítida.

#### 10.2.1.5. Jack hembra

Este dispositivo permite al usuario conectar unos cascos para escuchar la señal de interés. El jack sería la última etapa del circuito y la que permitiría conectar los altavoces para escuchar la señal de audio.

#### 10.2.1.6. Alimentación

Mediante el conector de alimentación que ofrece la placa de Adafruit, se le colocaría una pila lipo de 3.7 V. La PCB tiene varios pines de alimentación. Para alimentar tanto el sensor como los amplificadores, se utilizaría el pin de 3 V (explicado con más detalle en la sección de componentes).

### 10.2.2. Componentes de la segunda propuesta

Sección donde se profundiza en las características de los componentes que se deberían utilizar en la segunda propuesta del prototipo II.

#### 10.2.2.1. TS922

Como ya se ha comentado en la primera propuesta, se utilizarían los amplificadores operacionales TS922 de ST Microelectronics. El tener unos amplificadores con alimentación única facilita la alimentación. Son amplificadores de bajo ruido y diseñados para aplicaciones de audio. Para comprobar el ruido, se debería hacer un estudio como el realizado en la subsección 8.3 y 8.4.

#### 10.2.2.2. Adafruit HUZZAH32 – ESP32 Feather

Se incorporaría al diseño la PCB diseñada por Adafruit HUZZAH32 – ESP32 Feather (ver Figura 37).



**Fig. 36 – Adafruit HUZZAH32 – ESP32 Feather (New York, EE. UU.):** El Adafruit Feather HUZZAH32 es una placa con conectividad Wifi-basada en el ESP32 (WROOM32). Esta placa no tiene un microcontrolador AVR, sino que utiliza el ESP32 como procesador principal [25].

El ESP32 es un microcontrolador compatible con Arduino. Presenta la ventaja de ser más potente que un Arduino normal. Tiene un procesador Tensilica LX6, el cual consigue una frecuencia de 240 MHz. La PCB tiene una conexión que permite alimentar la PCB con una batería lipo. También tiene integrado un cargador de baterías lipo. El ESP32 tiene dos núcleos, esto significa que se pueden dividir la tarea del microcontrolador. Por ejemplo, se podría filtrar la señal mientras se guardan los datos en la SD o se envían por bluetooth. El ADC que incorpora el ESP32 es de 12 bits y el DAC de 8 bits.

Todo será alimentado con el pin de 3 V (3.3 V exactamente) que proporciona la PCB de Adafruit HUZZAH32 ESP32. Este pin es la salida del regulador de tensión interno con el que se alimenta el microcontrolador ESP32.

### 10.2.2.3. Jack hembra

El componente que irá al final de todo el proceso de instrumentación será el conector jack hembra como el que se puede ver en la Figura 38.



**Fig. 37 – Conector jack hembra, mono 3.5 mm, RS PRO (Corby, Reino Unido):** Enchufe hembra mono cerrado de 3.5 mm [26].

### 10.2.2. Cálculos de la segunda propuesta

En esta subsección se van a hacer los cálculos necesarios para el diseño de la etapa del divisor de tensiones, el sumador y la penúltima etapa de ganancia más el filtro paso alto.

#### 10.2.2.1. Ganancia del FPB de primer orden

El prototipo I tiene una señal de salida de aproximadamente 200 mV de pico. Para poder digitalizarla es necesario que llegue a 1.65 V. Sabiendo que la etapa de primer orden diseñada anteriormente tiene una ganancia de 1.577, se puede obtener la señal que hay a la salida del FPB de orden 2.

$$V_{E2} = \frac{V_{E1}}{k_{FPB\_E1}} = \frac{200 \cdot 10^{-3}}{1.577} = 126.82 \text{ mV} \quad (25)$$

Partiendo de la tensión de  $V_{E2}$  se puede obtener la ganancia que se necesita en la etapa de orden 1 del FPB.

$$k_{FPB\_E1} = \frac{V_{E1}}{V_{E2}} = \frac{1.65}{126.82 \cdot 10^{-3}} = 13.01 \text{ V/V} \quad (26)$$

La ganancia calculada habría que testarla para comprobar que cumple con los cálculos realizados.

La ganancia final del acondicionamiento sería la siguiente.

$$k_T = k_{FPA} \cdot k_{FPB\_E2} \cdot k_{FPB\_E1}$$

$$k_T = 1.586 \cdot 2 \cdot 6.5 = 41.26 \text{ V/V}$$

Y la resistencia  $R_{12}$  se calcula con la formula siguiente.

$$k_{FPB\_E2} = 1 + \frac{R_{12}}{R_{11}}$$

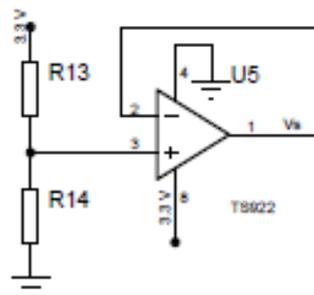
Se fija  $R_{11}$  a 2 k $\Omega$  para evitar que  $R_{12}$  tenga un valor muy elevado.

$$R_{12} = R_{11} \cdot (k_{FPB\_E2} - 1) = 2 \cdot 10^3 \cdot (41.26 - 1) = 80.52 \text{ k}\Omega \quad (27)$$

La resistencia normalizada sería 80.52 k $\Omega$ .

#### 10.2.2.2. Divisor de tensiones más buffer

En la Figura 39 se puede ver el divisor de tensiones que fija la tensión continua.



**Fig. 38 – Divisor de tensiones más buffer:** Divisor de tensiones que fija la tensión de continua a la mitad de 3.3 V. El buffer resuelve el problema de la desadaptación de impedancias.

La tensión a la entrada del buffer se va a llamar  $V_x$ . Fijamos  $V_x$  a 1.65 V que es lo que se necesita y  $R_{14}$  a 10 k $\Omega$ .

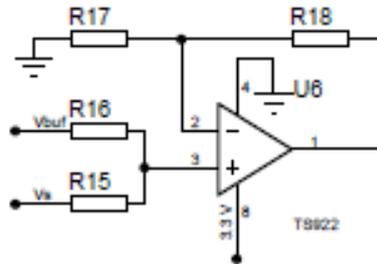
$$V_x = \frac{3.3 \cdot R_{14}}{R_{13} \cdot R_{14}}$$

$$R_{13} = \frac{3.3 \cdot R_{14} - V_x \cdot R_{14}}{V_x}$$

$$R_{13} = \frac{3.3 \cdot 10 \cdot 10^3 - 1.65 \cdot 10^3}{1.65} = 10 \text{ k}\Omega \quad (28)$$

### 10.2.2.3. Sumador

En la Figura 40 se puede ver el amplificador sumador. La tensión de la salida de los filtros se representa con  $V_s$  y la del buffer con  $V_{buf}$ .



**Fig. 39 – Sumador de tensiones:** El sumador de tensiones suma la tensión continua a la señal de referencia.

Al igual que en el ejemplo anterior, se va a tomar  $V_x$  como referencia para la entrada de tensión. Y  $V_o$  como tensión de salida del sumador.

Primero se va a realizar el cálculo de  $V_x$  fijando  $R_{16}$  y  $R_{15}$  a 10 k $\Omega$ .

$$V_x = \frac{\frac{V_{buf}}{R_{16}} + \frac{V_s}{R_{15}}}{\frac{1}{R_{16}} + \frac{1}{R_{15}}}$$

Como  $R_{16}$  y  $R_{15}$  son iguales, la ecuación quedaría así.

$$V_x = \frac{V_{buf} + V_s}{2} \quad (29)$$

$$V_s = V_x \cdot \left(1 + \frac{R_{18}}{R_{17}}\right)$$

Fijando  $R_{18}$  y  $R_{17}$  a 10 k $\Omega$  se obtendría lo siguiente.

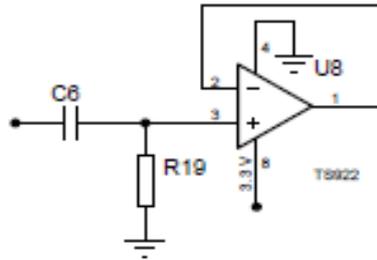
$$V_s = \frac{V_{buf} + V_s}{2} \cdot \left(1 + \frac{10 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3}\right)$$

$$V_s = \frac{V_{buf} + V_s}{2} \cdot (1 + 1) = V_{buf} + V_s \quad (30)$$

Fijando todas las resistencias a 10 k $\Omega$  se obtendría la suma de las dos señales de entrada.

### 10.2.2.4. Filtro paso alto.

Diseño del filtro paso alto para eliminar la tensión continua a la salida de la etapa digital.



**Fig. 40 – Filtro paso alto:** Filtro paso alto de orden uno de 20 Hz.

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_7 \cdot R_{19}}$$

Se fija  $C_7$  a 100 nF y  $f$  a 20 Hz.

$$R_{19} = \frac{1}{2 \cdot 20 \cdot \pi \cdot 10 \cdot 10^{-9}} = 795.77 \text{ k}\Omega \quad (31)$$

La resistencia normalizada es 820 kΩ.

### 10.2.3. Características de la etapa digital

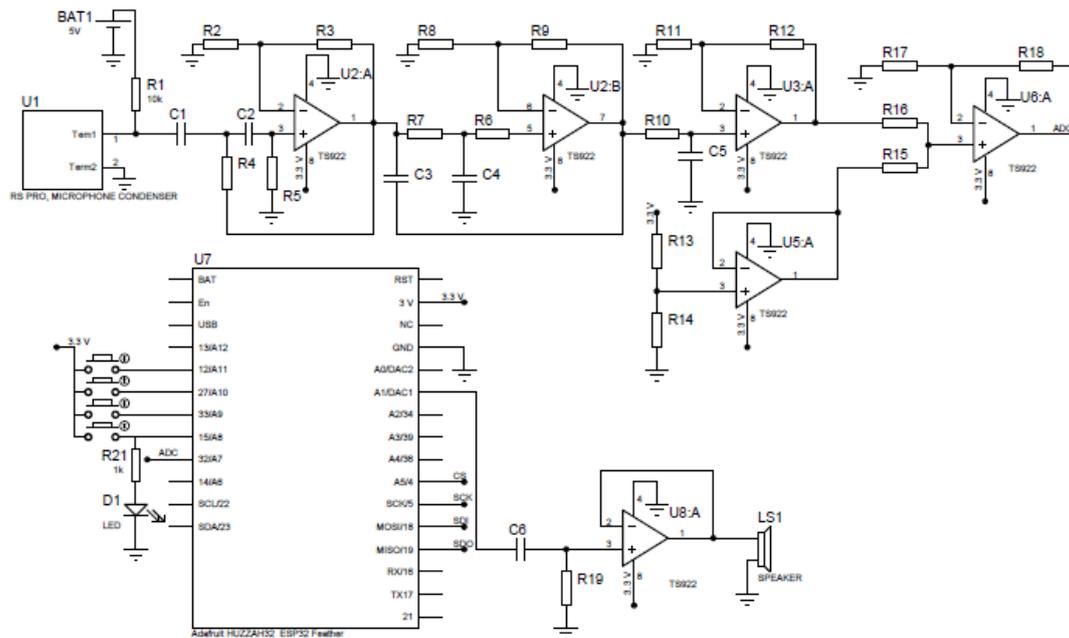
En la etapa digital hay varias versiones. La versión básica tendría un botón donde se activaría un filtro paso bajo digital de 600 Hz, de lo contrario habría uno de 2000 Hz. Al pulsar el botón se encendería un led rojo. Tendría un botón de apagado y encendido. También habría dos botones para el volumen.

La segunda versión tendría lo mismo que la primera, pero se incorporaría una tarjeta SD y un sistema de envío y recepción de datos por bluetooth. Se debería diseñar una aplicación en Android para recibir la señal y poder visualizarla. También se debería poder acceder desde la aplicación a los datos guardados en la SD. Se implementaría un quinto botón para poder elegir entre grabar o escuchar.

La tercera versión añadiría una pantalla táctil desde donde controlar todo el sistema digital. Eliminaría la mayoría de los botones comentados anteriormente.

### 10.2.4. Circuito final de la segunda propuesta

En la Figura 42, se puede observar el esquemático de cómo sería la propuesta del prototipo II. En él se puede ver como se ha integrado el prototipo I, como se ha eliminado el condensador que sobraba a la salida del sensor y como el modelo de los amplificadores no son el mismo. Se ha montado el prototipo para la versión básica de la etapa digital.



**Fig. 41 – Propuesta de prototipo II:** Prototipo con acondicionamiento analógico y digital. Con el microcontrolador se controlan 5 entradas y una salida. Hay 4 entradas para botones y una para la señal. La salida es para la señal después de ser digitalizada.

## 11. Limitaciones del proyecto

Debido a la crisis del coronavirus, las pruebas experimentales del proyecto se vieron muy limitadas. Solo se pudieron hacer pruebas hasta marzo. Si las pruebas no se hubieran empezado pronto (en diciembre) no se podrían haber obtenido resultados experimentales. El objetivo del TFG era poder llegar a hacer el prototipo II. Al tener todo el material en la Universidad Politécnica de Valencia, no se pudo seguir con el desarrollo del prototipo.

## 12. Conclusiones del proyecto

En el desarrollo del proyecto se ha podido comprobar lo difícil que puede llegar a ser mantener el ruido nulo. Depende mucho de los componentes que se utilicen. Si estos materiales no son buenos, aunque se tenga un buen acondicionamiento, no se conseguirá hacer un instrumento aceptable. Lo ideal sería poder obtener componentes buenos (resistencia y condensadores de precisión, sensor de calidad, amplificadores con bajo ruido a las frecuencias de interés). También sería interesante poder realizar el prototipo en una placa diseñada en un programa como Altium y poder integrar todo el sistema en una cápsula para apantallarlo.

En el caso de que se hubiesen conseguido buenos resultados, no hubiera valido solo con eso. La instrumentación médica tiene que pasar controles rigurosos. Aunque el campo de la instrumentación médica es interesante, crear un instrumento de calidad es un proyecto donde debería haber un equipo de ingenieros/as. Donde la parte digital

debe tener presencia para poder almacenar los datos, aplicar filtros de calidad, los cuales solo se pueden hacer de forma digital y conseguir una buena nitidez.

### 13. Referencias

1. Wallen Roy. D: "The fundamentals of acoustic stethoscope". Consultado el 13/6/2020.
2. [https://www.littmann.com/3M/en\\_US/littmann-stethoscopes/education-center/history/](https://www.littmann.com/3M/en_US/littmann-stethoscopes/education-center/history/) Consultado el 13/6/2020.
3. [http://blog.medisave.net/littmann\\_stethosope\\_history/](http://blog.medisave.net/littmann_stethosope_history/) Consultado el 13/6/2020.
4. <https://multimedia.3m.com/mws/media/749312O/history-of-3m-littmann-electronic-stethoscopes.pdf> Consultado el 13/6/2020.
5. <https://blog.withings.com/2019/02/08/the-history-of-the-stethoscope/> Consultado el 13/6/2020.
6. <https://www.mirmedic.com/semiologia-cardiaca-vascular/> Consultado el 13/6/2020.
7. <https://www.pediatriaintegral.es/publicacion-2016-10/auscultacion-cardiaca/> Consultado el 13/6/2020.
8. <https://www.ncbi.nlm.nih.gov/pmc/articles/PMC3472861/> Consultado el 13/6/2020.
9. [J. M. P. Pedrosa, Heart Sound Analysis for Cardiac Pathology, Oporto, Faculty of Engineering of the University, 2013](#) Consultado el 13/6/2020.
10. <https://ocw.unican.es/mod/page/view.php?id=552> Consultado el 13/6/2020.
11. <https://www.respiracionnormal.org/normas/> Consultado el 13/6/2020.
12. <https://www.pediatriaintegral.es/publicacion-2016-01/semiologia-respiratoria/> Consultado el 13/6/2020.
13. <https://www.albertosanagustin.com/2018/12/fonendoscopios-estetoscopios.html> Consultado el 13/6/2020.
14. <https://es.wikipedia.org/wiki/Estetoscopio> Consultado el 13/6/2020.
15. <http://aitunexpo.blogspot.com/2007/06/sensor-digital-de-presion-capacitivo.html> Consultado el 13/6/2020.
16. <https://docs.rs-online.com/f768/0900766b811685df.pdf> Consultado el 13/6/2020.
17. Jerad Lewis: "Understanding Microphone Sensitivity" Consultado el 13/6/2020.
18. [http://www.cmzh.com.mx/media/108934/rev\\_24\\_electricardiogramasutecnologia.pdf](http://www.cmzh.com.mx/media/108934/rev_24_electricardiogramasutecnologia.pdf) Consultado el 13/6/2020.
19. <https://www.tecnologia-informatica.es/modulacion-am/> Consultado el 13/6/2020.
20. Carlos Antonio Osorio Maceda y Hugo G. Gonzales-Hernández: "Clasificación de fonocardiogramas en un espacio de descriptores". Consultado el 13/6/2020.
21. [https://www.gimaitaly.com/prodotti.asp?sku=32565&dept\\_selected=54&dept\\_id=542](https://www.gimaitaly.com/prodotti.asp?sku=32565&dept_selected=54&dept_id=542) Consultado el 13/6/2020.
22. <https://uk.rs-online.com/web/p/condenser-microphone-components/7717014/> Consultado el 13/6/2020.
23. <https://docs.rs-online.com/84e0/0900766b8142cdbe.pdf> Consultado el 13/6/2020.
24. César Campuzano Fernández: "Fonendoscopio digital inalámbrico con procesamiento de señal selectivo". Consultado el 13/6/2020.
25. [https://tienda.bricogeek.com/placas-adafruit-feather/1108-adafruit-huzzah32-esp32-feather.html?search\\_query=esp32+&results=20](https://tienda.bricogeek.com/placas-adafruit-feather/1108-adafruit-huzzah32-esp32-feather.html?search_query=esp32+&results=20) Consultado el 13/6/2020.

26. [https://es.rs-online.com/web/p/conectores-jack/0106874?cm\\_mmc=ES-PLA-DS3A-\\_-google-\\_-CSS\\_ES\\_ES\\_CatchAll-\\_-Ad+Group+Catch+All-\\_-PRODUCT\\_GROUP&matchtype=&aud-826607888587:pla-293946777986&gclid=Cj0KCQjwn7j2BRDrARIsAHJkxmy0auTgqoQ9jCZeod-MuqCRviyrr59NRlh-ulh6o1OZNPWg1wD3sBEaAqGBEALw\\_wcB&gclsrc=aw.ds](https://es.rs-online.com/web/p/conectores-jack/0106874?cm_mmc=ES-PLA-DS3A-_-google-_-CSS_ES_ES_CatchAll-_-Ad+Group+Catch+All-_-PRODUCT_GROUP&matchtype=&aud-826607888587:pla-293946777986&gclid=Cj0KCQjwn7j2BRDrARIsAHJkxmy0auTgqoQ9jCZeod-MuqCRviyrr59NRlh-ulh6o1OZNPWg1wD3sBEaAqGBEALw_wcB&gclsrc=aw.ds) Consultado el 13/6/2020.

## Anexo 1. Cálculos de ruido

### 1. FPA usando el TL081

Estudio del ruido para el filtro paso alto de 20 Hz utilizando los amplificadores operacionales TL081.

#### 1.1. Ruido debido a la tensión de ruido

$V_{N(BF)}$  es el valor de ruido a baja frecuencia aportado por el fabricante para una condición de frecuencia de entre 10 Hz y 10 kHz. Dado que el ancho de banda del sistema es menor de 10 kHz, la tensión de ruido a alta frecuencia ( $V_{N(AF)}$ ) no es considerada.

$$V_{N1(PP)} = \sqrt{V_{N(BF)}^2 + 6.6 \cdot V_{N(AF)}^2} = \sqrt{(4 \cdot 10^{-6})^2} = 4 \mu V \quad (32)$$

El valor resultante se multiplica por el *Noise Gain* de la etapa, que es igual al valor de ganancia no inversora. Este valor es 1.586 V/V.

$$V_{N1.1(PP)} = V_{N1(PP)} \cdot \text{Noise Gain} = 4 \cdot 10^{-6} \cdot \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) = 4 \cdot 10^{-6} \cdot \left(1 + \frac{5.6 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3}\right)$$
$$V_{N1.1(PP)} = 6.24 \mu V \quad (33)$$

y así tenemos el valor de ruido a la salida en pico-pico debido a la tensión de ruido interno del AO.

#### 1.2. Ruido debido a las corrientes de ruido

$R_{TH+}$  es la resistencia de Thévenin de la pata positiva del operacional, calculada cortocircuitando la entrada. Debido a que las corrientes de ruido son continuas los condensadores se comportan como circuito abierto. En este caso  $R_{TH+}$  es igual a  $R_5$ . Para  $R_{TH-}$  sería lo mismo, pero con la pata negativa. Este valor sería el cálculo de las resistencias  $R_2$  y  $R_3$  en paralelo.  $I_N$  es el valor de las corrientes de ruido a baja frecuencia aportado por el fabricante. Este valor es medido bajo la condición en frecuencia de 1 kHz.

$$V_{DN1} = \sqrt{(I_N^- \cdot R_{TH-})^2 + (I_N^- \cdot R_{TH+})^2}$$
$$V_{DN1} = \sqrt{\left(I_N^- \cdot \left(\frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3}\right)\right)^2 + (I_N^- \cdot R_5)^2}$$
$$V_{DN1} = \sqrt{\left(0.01 \cdot 10^{-12} \cdot \left(\frac{10 \cdot 10^3 \cdot 5.6 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3 + 5.6 \cdot 10^3}\right)\right)^2 + \left(0.01 \cdot 10^{-12} \cdot 82.5 \cdot 10^3\right)^2}$$
$$V_{DN1} = 0.826 \frac{nV}{\sqrt{Hz}} \quad (34)$$

El valor resultante se multiplica por el *Noise Gain*, por la raíz del ancho de banda y por 6.6 para estimar el valor de pico a pico.

$$V_{DN1.1(PP)} = V_{DN1} \cdot \text{Noise Gain} \cdot \sqrt{BW} \cdot 6.6$$

$$V_{DN1.1(PP)} = 0.826 \cdot 10^{-9} \cdot \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) \cdot \sqrt{2000 - 20} \cdot 6.6$$

$$V_{DN1.1(PP)} = 0.826 \cdot 10^{-9} \cdot \left(1 + \frac{5.6 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3}\right) \cdot \sqrt{1980} \cdot 6.6$$

$$V_{DN1.1(PP)} = 378.43 \text{ nV} \quad (35)$$

y así tenemos el valor de ruido a la salida en pico-pico debido a la corriente de ruido interno del AO.

### 1.3. Ruido Johnson

El ruido Johnson depende de las resistencias, la temperatura y el ancho de banda. A mayor valor de resistencia, de temperatura y de ancho de banda, mayor es el ruido Johnson. El ruido Johnson se calcula con la siguiente ecuación.

$$V_{NR} = \sqrt{4 \cdot k_b \cdot T \cdot R_2 \cdot BW}$$

$k_b$  es la constante de Boltzman, una constante cuyo valor es  $1.38 \cdot 10^{-23}$  J/K, T es la temperatura en Kelvin y BW el ancho de banda del sistema (en Hz). El 4 es un valor estadístico.

$$V_{NR2} = \sqrt{4 \cdot k_b \cdot T \cdot R_2 \cdot BW} = \sqrt{4 \cdot 1.38 \cdot 10^{-23} \cdot (25 + 273) \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot (2000 - 20)}$$

$$V_{NR2} = 0.571 \text{ pV} \quad (36)$$

$$V_{NR3} = \sqrt{4 \cdot k_b \cdot T \cdot R_3 \cdot BW} = \sqrt{4 \cdot 1.38 \cdot 10^{-23} \cdot (25 + 273) \cdot 5.6 \cdot 10^3 \cdot (2000 - 20)}$$

$$V_{NR3} = 0.427 \text{ pV} \quad (37)$$

$$V_{NR4} = \sqrt{4 \cdot k_b \cdot T \cdot R_4 \cdot BW} = \sqrt{4 \cdot 1.38 \cdot 10^{-23} \cdot (25 + 273) \cdot 82.5 \cdot 10^3 \cdot (2000 - 20)}$$

$$V_{NR4} = 1.639 \text{ } \mu\text{V} \quad (38)$$

$$V_{NR5} = \sqrt{4 \cdot k_b \cdot T \cdot R_5 \cdot BW} = \sqrt{4 \cdot 1.38 \cdot 10^{-23} \cdot (25 + 273) \cdot 82.5 \cdot 10^3 \cdot (2000 - 20)}$$

$$V_{NR5} = 1.639 \text{ } \mu\text{V} \quad (39)$$

$$V_{NRT1} = \sqrt{\left(V_{NR2} \cdot \left(-\frac{R_3}{R_2}\right)\right)^2 + (V_{NR3})^2 + (V_{NR4})^2 + \left(V_{NR5} \cdot \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right)\right)^2}$$

$$V_{NRT1} =$$

$$\sqrt{\left(0.571 \cdot 10^{-12} \cdot \left(-\frac{5.6 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3}\right)\right)^2 + (0.427 \cdot 10^{-12})^2 + (1.639 \cdot 10^{-6})^2 + (1.639 \cdot 10^{-6} \cdot \left(1 + \frac{5.6 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3}\right))^2}$$

$$V_{NRT1} = 3.04 \text{ } \mu\text{V} \quad (40)$$

$$V_{NRT1(PP)} = V_{NRT1} \cdot 6.6 = 3.04 \cdot 10^{-6} \cdot 6.6 = 20.04 \mu V$$

y así tenemos el valor de ruido a la salida en pico-pico debido a las tensiones de ruido de las resistencias.

### 1.3. Ruido total producido por el FPA

El ruido total del FPA es la suma cuadrática de los valores de ruido pico a pico calculados anteriormente.

$$V_{RT\_FPA} = \sqrt{V_{N1.1(PP)}^2 + V_{DN1.1(PP)}^2 + V_{NRT1(PP)}^2}$$

$$V_{RT\_FPA} = \sqrt{(6.24 \cdot 10^{-6})^2 + (378.43 \cdot 10^{-9})^2 + (20.04 \cdot 10^{-6})^2} = 20.99 \mu V \quad (41)$$

El ruido al final del acondicionamiento analógico debido al FPA es  $V_{RTF\_FPA}$

$$V_{RTF\_FPA} = V_{RT\_FPA} \cdot k_{FPB\_E2} \cdot k_{FPB\_E1}$$

$$V_{RTF\_FPA} = 20.99 \cdot 10^{-6} \cdot 2 \cdot 1.56 = 65.5 \mu V \quad (42)$$

## 2. FPB de 2000 Hz usando el TL081

Los valores de tensión de ruido y de corriente de ruido, al usar los mismos amplificadores operacionales, son los mismo que en el FPB.

### 2.1. Etapa de orden 2

Análisis del ruido para el filtro paso bajo de orden 2 con frecuencia de corte de 2000 Hz.

#### 2.1.1. Ruido debido a la tensión de ruido

$$V_{N2(PP)} = \sqrt{V_{N(BF)}^2} = \sqrt{(4 \cdot 10^{-6})^2} = 4 \mu V \quad (43)$$

El valor de *Noise Gain* para esta etapa es 2 V/V.

$$V_{N2.1(PP)} = V_{N1(PP)} \cdot \text{Noise Gain} = 4 \cdot 10^{-6} \cdot \left(1 + \frac{R_9}{R_8}\right) = 4 \cdot 10^{-6} \cdot \left(1 + \frac{10 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3}\right)$$

$$V_{N2.1(PP)} = 8 \mu V \quad (44)$$

### 2.1.2 Ruido debido a las corrientes de ruido

$R_{TH-}$  para esta etapa es el paralelo de  $R_8$  y  $R_9$  y  $R_{TH+}$  es la suma de  $R_6$  y  $R_7$ .

$$\begin{aligned}
 V_{DN2} &= \sqrt{(I_N^- \cdot R_{TH-})^2 + (I_N^- \cdot R_{TH+})^2} \\
 V_{DN2} &= \sqrt{\left(I_N^- \cdot \left(\frac{R_8 \cdot R_9}{R_8 + R_9}\right)\right)^2 + (I_N^- \cdot (R_6 + R_7))^2} \\
 V_{DN2} &= \sqrt{(0.01 \cdot 10^{-12} \cdot \left(\frac{10 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3 + 10 \cdot 10^3}\right))^2 + (0.01 \cdot 10^{-12} \cdot (820 + 820))^2} \\
 V_{DN2} &= 0.526 \frac{pV}{\sqrt{Hz}} \tag{45}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 V_{DN2.1(PP)} &= V_{DN2} \cdot \text{Noise Gain} \cdot \sqrt{BW} = 0.526 \cdot 10^{-12} \cdot \left(1 + \frac{R_9}{R_8}\right) \cdot \sqrt{2000 - 20} \cdot 6.6 \\
 V_{DN2.1(PP)} &= 0.526 \cdot 10^{-12} \cdot \left(1 + \frac{10 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3}\right) \cdot \sqrt{1980} \cdot 6.6 \\
 V_{DN2.1(PP)} &= 0.308 \text{ nV} \tag{46}
 \end{aligned}$$

### 2.1.2. Ruido Johnson

$$\begin{aligned}
 V_{NR6} &= \sqrt{4 \cdot k_b \cdot T \cdot R_6 \cdot BW} = \sqrt{4 \cdot 1.38 \cdot 10^{-23} \cdot (25 + 273) \cdot 820 \cdot (2000 - 20)} \\
 V_{NR6} &= 163.42 \text{ nV} \tag{47}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 V_{NR7} &= \sqrt{4 \cdot k_b \cdot T \cdot R_7 \cdot BW} = \sqrt{4 \cdot 1.38 \cdot 10^{-23} \cdot (25 + 273) \cdot 820 \cdot (2000 - 20)} \\
 V_{NR7} &= 163.42 \text{ nV} \tag{48}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 V_{NR8} &= \sqrt{4 \cdot k_b \cdot T \cdot R_8 \cdot BW} = \sqrt{4 \cdot 1.38 \cdot 10^{-23} \cdot (25 + 273) \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot (2000 - 20)} \\
 V_{NR8} &= 570.7 \text{ nV} \tag{49}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 V_{NR9} &= \sqrt{4 \cdot k_b \cdot T \cdot R_9 \cdot BW} = \sqrt{4 \cdot 1.38 \cdot 10^{-23} \cdot (25 + 273) \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot (2000 - 20)} \\
 V_{NR9} &= 570.7 \text{ nV} \tag{50}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 V_{NRT2} &= \sqrt{\left(V_{NR6} \cdot \left(1 + \frac{R_9}{R_8}\right)\right)^2 + \left(V_{NR7} \cdot \left(1 + \frac{R_9}{R_8}\right)\right)^2 + \left(V_{NR8} \cdot \left(-\frac{R_9}{R_8}\right)\right)^2 + (V_{NR9})^2} \\
 V_{NRT2} &= \\
 &= \sqrt{(163.42 \cdot 10^{-9} \cdot 2)^2 + (163.42 \cdot 10^{-9} \cdot 2)^2 + (570.7 \cdot 10^{-9} \cdot (-1))^2 + (570.7 \cdot 10^{-9})^2} \\
 V_{NRT2} &= 930.08 \text{ nV} \tag{51}
 \end{aligned}$$

$$V_{NRT2(PP)} = V_{NRT2} \cdot 6.6 = 930.08 \text{ nV} \cdot 6.6 = 6.14 \mu V$$

## 2.1.2. Ruido total producido por el FPB de orden 2

$$V_{RT\_FPB\_E2} = \sqrt{V_{N2.1(PP)}^2 + V_{DN2.1(PP)}^2 + V_{NRT2(PP)}^2}$$

$$V_{RT\_FPB\_E2} = \sqrt{(8 \cdot 10^{-6})^2 + (0.308 \cdot 10^{-9})^2 + (6.14 \cdot 10^{-6})^2} = 10.08 \mu V \quad (52)$$

El ruido al final del acondicionamiento analógico debido al FPB de orden 2 es  $V_{RTF\_FPB\_E2}$

$$V_{RTF\_FPB\_E2} = V_{RT\_FPB\_E2} \cdot k_{FPB\_E1}$$

$$V_{RTF\_FPB\_E2} = 10.08 \cdot 10^{-6} \cdot 1.56 = 15.73 \mu V \quad (53)$$

## 2.2. Etapa de orden 1

Análisis del ruido para el filtro paso bajo de orden 1 con frecuencia de corte de 2000 Hz.

### 2.2.1. Ruido debido a la tensión de ruido

$$V_{N3(PP)} = \sqrt{V_{N(BF)}^2} = \sqrt{(4 \cdot 10^{-6})^2} = 4 \mu V \quad (54)$$

$$V_{N3.1(PP)} = V_{N1(PP)} \cdot \text{Noise Gain} = 4 \cdot 10^{-6} \cdot \left(1 + \frac{R_{12}}{R_{11}}\right) = 4 \cdot 10^{-6} \cdot \left(1 + \frac{5.6 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3}\right)$$

$$V_{N3.1(PP)} = 6.24 \mu V \quad (55)$$

### 2.2.2. Ruido debido a las corrientes de ruido

$R_{TH-}$  para esta etapa es el paralelo de  $R_{11}$  y  $R_{12}$  y  $R_{TH+}$  es  $R_{10}$ .

$$V_{DN3} = \sqrt{(I_N^- \cdot R_{TH-})^2 + (I_N^- \cdot R_{TH+})^2}$$

$$V_{DN3} = \sqrt{\left(I_N^- \cdot \left(\frac{R_{11} \cdot R_{12}}{R_{11} + R_{12}}\right)\right)^2 + (I_N^- \cdot R_{10})^2}$$

$$V_{DN3} = \sqrt{\left(0.01 \cdot 10^{-12} \cdot \left(\frac{10 \cdot 10^3 \cdot 5.6 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3 + 5.6 \cdot 10^3}\right)\right)^2 + (0.01 \cdot 10^{-12} \cdot 820)^2}$$

$$V_{DN1} = 0.37 \frac{pV}{\sqrt{Hz}} \quad (56)$$

$$V_{DN3.1} = V_{DN3} \cdot \text{Noise Gain} \cdot \sqrt{BW} \cdot 6.6 = 0.37 \cdot 10^{-12} \cdot \left(1 + \frac{R_{12}}{R_{11}}\right) \cdot \sqrt{2000 - 20} \cdot 6.6$$

$$V_{DN3.1(PP)} = 0.37 \cdot 10^{-12} \cdot \left(1 + \frac{5.6 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3}\right) \cdot \sqrt{1980} \cdot 6.6 = 0.17 nV \quad (57)$$

### 2.2.3. Ruido Johnson

$$V_{NR10} = \sqrt{4 \cdot k_b \cdot T \cdot R_{10} \cdot BW} = \sqrt{4 \cdot 1.38 \cdot 10^{-23} \cdot (25 + 273) \cdot 820 \cdot (2000 - 20)}$$

$$V_{NR10} = 163.42 \text{ nV} \quad (58)$$

$$V_{NR11} = \sqrt{4 \cdot k_b \cdot T \cdot R_{11} \cdot BW} = \sqrt{4 \cdot 1.38 \cdot 10^{-23} \cdot (25 + 273) \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot (2000 - 20)}$$

$$V_{NR11} = 570.7 \text{ nV} \quad (59)$$

$$V_{NR12} = \sqrt{4 \cdot k_b \cdot T \cdot R_{12} \cdot BW} = \sqrt{4 \cdot 1.38 \cdot 10^{-23} \cdot (25 + 273) \cdot 5.6 \cdot 10^3 \cdot (2000 - 20)}$$

$$V_{NR12} = 13.5 \text{ nV} \quad (60)$$

$$V_{NRT3} = \sqrt{\left(V_{NR10} \cdot \left(1 + \frac{R_{12}}{R_{11}}\right)\right)^2 + \left(V_{NR11} \cdot \left(-\frac{R_{12}}{R_{11}}\right)\right)^2 + (V_{NR12})^2}$$

$$V_{NRT3} = \sqrt{\left(163.42 \cdot 10^{-9} \cdot \left(1 + \frac{5.6 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3}\right)\right)^2 + \left(570.7 \cdot 10^{-9} \cdot \left(-\frac{5.6 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3}\right)\right)^2 + (13.5 \cdot 10^{-9})^2}$$

$$V_{NRT3} = 409.04 \text{ nV} \quad (61)$$

$$V_{NRT3(PP)} = V_{NRT3} \cdot 6.6 = 409.04 \cdot 10^{-9} \cdot 6.6 = 2.7 \mu V$$

### 2.2.4. Ruido total producido por el FPB orden 1

$$V_{RT\_FPB\_E1} = \sqrt{V_{N3.1(PP)}^2 + V_{DN3.1(PP)}^2 + V_{NRT3(PP)}^2}$$

$$V_{RT\_FPB\_E1} = \sqrt{(6.24 \cdot 10^{-6})^2 + (0.17 \cdot 10^{-9})^2 + (2.7 \cdot 10^{-6})^2} = 6.79 \mu V \quad (62)$$

## 3. FPA usando el OP27

Estudio del ruido para el filtro paso alto de 20 Hz utilizando los amplificadores operacionales OP27.

### 3.1. Ruido debido a la tensión de ruido

El valor de  $V_{N(BF)}$  esta tomado para frecuencias de entre 0.1 Hz y 10 Hz. Para el valor de alta frecuencia se ha elegido el valor para una frecuencia central de 1000 Hz debido a que el ancho de banda del circuito va de 20 Hz a 2000 Hz. En los cálculos al ancho de banda se le resta los 20 Hz que es hasta dónde el FPA filtra las bajas frecuencias. El valor de bajas frecuencia no afecta al FPA porque está por debajo de la frecuencia de corte.

$$V_{N1(PP)} = \sqrt{6.6 \cdot V_{N(AF)}^2} = \sqrt{(6.6 \cdot V_{N(AF)} \cdot \sqrt{BW})^2}$$

$$V_{N1(PP)} = \sqrt{(6.6 \cdot 3 \cdot 10^{-9} \cdot \sqrt{1980 - 20})^2} = 876.58 \text{ nV} \quad (63)$$

$$V_{N1.1(PP)} = V_{N1(PP)} \cdot \text{Noise Gain} = 876.58 \cdot 10^{-9} \cdot \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right)$$

$$V_{N1.1(PP)} = 876.58 \cdot 10^{-9} \cdot \left(1 + \frac{5.6 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3}\right) = 1.37 \mu\text{V} \quad (64)$$

### 3.2. Ruido debido a las corrientes de ruido

Las corrientes de ruido del OP27 tiene un valor de  $0.4 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$  y esta tomado para una frecuencia central de 1000 Hz.

$$V_{DN1} = \sqrt{(I_N^- \cdot R_{TH-})^2 + (I_N^- \cdot R_{TH+})^2}$$

$$V_{DN1} = \sqrt{\left(I_N^- \cdot \left(\frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3}\right)\right)^2 + (I_N^- \cdot R_5)^2}$$

$$V_{DN1} = \sqrt{\left(0.4 \cdot 10^{-12} \cdot \left(\frac{10 \cdot 10^3 \cdot 5.6 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3 + 5.6 \cdot 10^3}\right)\right)^2 + (0.4 \cdot 10^{-12} \cdot 82.5 \cdot 10^3)^2}$$

$$V_{DN1} = 33.03 \frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \quad (65)$$

El valor resultante se multiplica por *Noise Gain* y por la raíz del ancho de banda

$$V_{DN1.1(PP)} = V_{DN1} \cdot \text{Noise Gain} \cdot \sqrt{BW} \cdot 6.6 = 33.03 \cdot 10^{-9} \cdot \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) \cdot \sqrt{2000 - 20} \cdot 6.6$$

$$V_{DN1.1(PP)} = 33.03 \cdot 10^{-9} \cdot \left(1 + \frac{5.6 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3}\right) \cdot \sqrt{2000 - 20} \cdot 6.6 = 15.13 \mu\text{V} \quad (66)$$

### 3.3. Ruido total producido por el FPA

El ruido total del FPA es la suma cuadrática de los valores de ruido calculados anteriormente. Como se ha comentado anteriormente el cálculo del ruido Johnson es el mismo.

$$V_{RT\_FPA} = \sqrt{V_{N1.1(PP)}^2 + V_{DN1.1(PP)}^2 + V_{NRT1(PP)}^2}$$

$$V_{RT\_FPA} = \sqrt{(1.37 \cdot 10^{-6})^2 + (15.13 \cdot 10^{-6})^2 + (20.04 \cdot 10^{-6})^2} = 25.15 \mu\text{V} \quad (67)$$

El ruido al final del acondicionamiento analógico debido al FPA es  $V_{RTF\_FPA}$

$$V_{RTF\_FPA} = V_{RT\_FPA} \cdot k_{FPB\_E2} \cdot k_{FPB\_E1}$$

$$V_{RTF\_FPA} = 25.15 \cdot 10^{-6} \cdot 2 \cdot 1.56 = 80.47 \mu\text{V} \quad (68)$$

#### 4. FPB de 2000 Hz usando el OP27

Los valores de tensión de ruido y de corriente de ruido, al usar los mismos amplificadores operacionales, son los mismo que en el FPB.

##### 4.1. Etapa de orden 2

Análisis del ruido para el filtro paso bajo de orden 2 con frecuencia de corte de 2000 Hz.

##### 4.1.1. Ruido debido a la tensión de ruido

$$V_{N2(PP)} = \sqrt{V_{N(BF)}^2 + 6.6 \cdot V_{N(AF)}^2} = \sqrt{V_{N(BF)}^2 + (6.6 \cdot V_{N(AF)} \cdot \sqrt{BW})^2}$$

$$V_{N2(PP)} = \sqrt{(0.08 \cdot 10^{-6})^2 + (6.6 \cdot 3 \cdot 10^{-9} \cdot \sqrt{1980 - 20})^2}$$

$$V_{N2(PP)} = 882.67 \text{ nV} \quad (69)$$

$$V_{N2.1(PP)} = V_{N1(PP)} \cdot \text{Noise Gain} = 882.45 \cdot 10^{-9} \cdot \left(1 + \frac{R_9}{R_8}\right)$$

$$V_{N2.1(PP)} = 882.45 \cdot 10^{-9} \cdot \left(1 + \frac{10 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3}\right) = 1.77 \mu\text{V} \quad (70)$$

##### 4.1.2. Ruido debido a las corrientes de ruido

$R_{TH-}$  para esta etapa es el paralelo de  $R_8$  y  $R_9$  y  $R_{TH+}$  es la suma de  $R_6$  y  $R_7$ .

$$V_{DN2} = \sqrt{(I_N^- \cdot R_{TH-})^2 + (I_N^- \cdot R_{TH+})^2}$$

$$V_{DN2} = \sqrt{\left(I_N^- \cdot \left(\frac{R_8 \cdot R_9}{R_8 + R_9}\right)\right)^2 + (I_N^- \cdot (R_6 + R_7))^2}$$

$$V_{DN2} = \sqrt{\left(0.4 \cdot 10^{-12} \cdot \left(\frac{10 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3 + 10 \cdot 10^3}\right)\right)^2 + (0.4 \cdot 10^{-12} \cdot (820 + 820))^2}$$

$$V_{DN2} = 2.1 \frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \quad (71)$$

$$V_{DN2.1(PP)} = V_{DN2} \cdot \text{Noise Gain} \cdot \sqrt{BW} \cdot 6.6 = 2.1 \cdot 10^{-9} \cdot \left(1 + \frac{R_9}{R_8}\right) \cdot \sqrt{2000 - 20} \cdot 6.6$$

$$V_{DN2.1(PP)} = 2.1 \cdot 10^{-9} \cdot \left(1 + \frac{10 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3}\right) \cdot \sqrt{2000 - 20} \cdot 6.6 = 1.23 \mu\text{V} \quad (72)$$

##### 4.1.3. Ruido total producido por el FPB de orden 2

$$V_{RT\_FPB\_E2} = \sqrt{V_{N2.1(PP)}^2 + V_{DN2.1(PP)}^2 + V_{NRT2(PP)}^2}$$

$$V_{RT\_FPB\_E2} = \sqrt{(1.77 \cdot 10^{-6})^2 + (1.23 \cdot 10^{-6})^2 + (6.14 \cdot 10^{-6})^2} = 6.5 \mu V \quad (73)$$

El ruido al final del acondicionamiento analógico debido al FPB de orden 2 es  $V_{RTF\_FPB\_E2}$

$$V_{RTF\_FPB\_E2} = V_{RT\_FPB\_E2} \cdot k_{FPB\_E1}$$

$$V_{RTF\_FPB\_E2} = 6.5 \cdot 10^{-6} \cdot 1.56 = 10.15 \mu V \quad (74)$$

## 4.2. Etapa de orden 1

Análisis del ruido para el filtro paso bajo de orden 1 con frecuencia de corte de 2000 Hz.

### 4.2.1. Ruido debido a la tensión de ruido

$$V_{N3(PP)} = \sqrt{V_{N(BF)}^2 + 6.6 \cdot V_{N(AF)}^2} = \sqrt{V_{N(BF)}^2 + (6.6 \cdot V_{N(AF)} \cdot \sqrt{BW})^2}$$

$$V_{N3(PP)} = \sqrt{(0.08 \cdot 10^{-6})^2 + (6.6 \cdot 3 \cdot 10^{-9} \cdot \sqrt{1980 - 20})^2} \quad (75)$$

$$V_{N3(PP)} = 882.67 \text{ nV}$$

$$V_{N3.1(PP)} = V_{N1(PP)} \cdot \text{Noise Gain} = 882.45 \cdot 10^{-9} \cdot \left(1 + \frac{R_{12}}{R_{11}}\right)$$

$$V_{N3.1(PP)} = 882.67 \cdot 10^{-9} \cdot \left(1 + \frac{10 \cdot 10^3}{5.6 \cdot 10^3}\right) = 1.38 \mu V \quad (76)$$

### 4.2.2. Ruido debido a las corrientes de ruido

$R_{TH-}$  para esta etapa es el paralelo de  $R_{11}$  y  $R_{12}$  y  $R_{TH+}$  es  $R_{10}$ .

$$V_{DN3} = \sqrt{(I_N^- \cdot R_{TH-})^2 + (I_N^- \cdot R_{TH+})^2}$$

$$V_{DN3} = \sqrt{\left(I_N^- \cdot \left(\frac{R_{11} \cdot R_{12}}{R_{11} + R_{12}}\right)\right)^2 + (I_N^- \cdot R_{10})^2}$$

$$V_{DN3} = \sqrt{\left(0.4 \cdot 10^{-12} \cdot \left(\frac{10 \cdot 10^3 \cdot 5.6 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3 + 5.6 \cdot 10^3}\right)\right)^2 + (0.4 \cdot 10^{-12} \cdot 820)^2}$$

$$V_{DN3} = 1.47 \frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \quad (77)$$

$$V_{DN3.1(PP)} = V_{DN3} \cdot \text{Noise Gain} \cdot \sqrt{BW} \cdot 6.6 = 1.47 \cdot 10^{-9} \cdot \left(1 + \frac{R_{12}}{R_{11}}\right) \cdot \sqrt{2000 - 20} \cdot 6.6$$

$$V_{DN3.1(PP)} = 1.47 \cdot 10^{-9} \cdot \left(1 + \frac{10 \cdot 10^3}{5.6 \cdot 10^3}\right) \cdot \sqrt{2000 - 20} \cdot 6.6 = 673.47 \text{ nV} \quad (78)$$

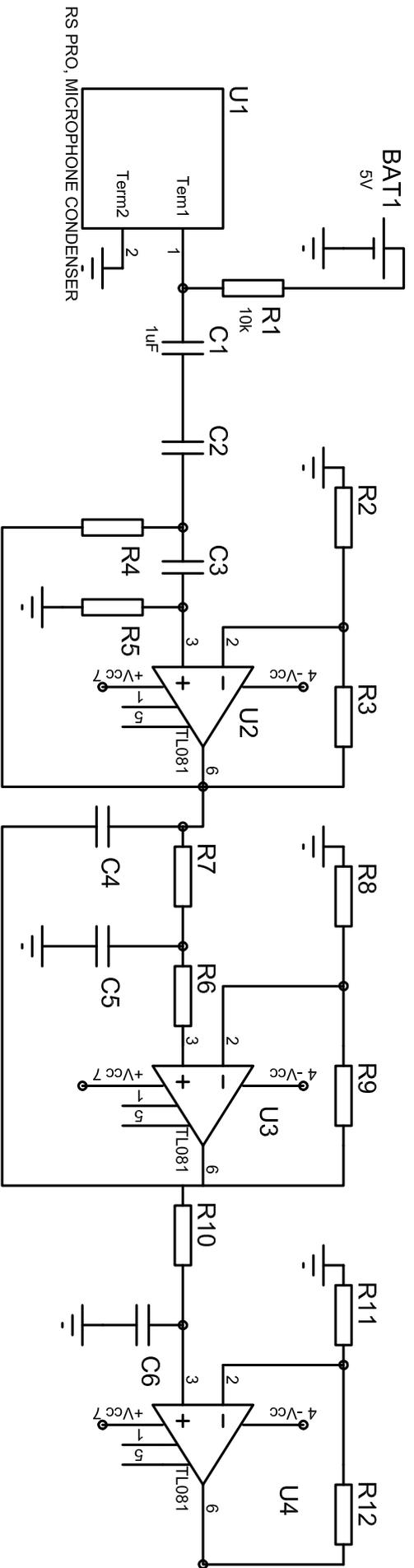
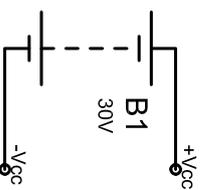
#### 4.2.3 Ruido total producido por el FPB orden 1

$$V_{RT\_FPB\_E1} = \sqrt{V_{N3.1(PP)}^2 + V_{DN3.1(PP)}^2 + V_{NRT3(PP)}^2}$$

$$V_{RT\_FPB\_E1} = \sqrt{(1.38 \cdot 10^{-6})^2 + (673.47 \cdot 10^{-9})^2 + (2.7 \cdot 10^{-6})^2} = 3.1 \mu V \quad (79)$$

# **Planos**

## Documento 2



**PROYECTO:** Diseño y desarrollo de un prototipo de estetoscopio digital

**PLANO:** Esquema del Prototipo I

**AUTOR:** Jose Francisco Martí Martín

**ESCALA:**

**FECHA:** 23/05/20

**Nº** 1 /1

# **Pliego de condiciones**

## Documento 3

## **1. Objeto**

El presente pliego de condiciones comprende el conjunto de características que deberá cumplir el diseño y el desarrollo de un prototipo de estetoscopio digital.

## **2. Plazos**

El tiempo previsto para el desarrollo de un prototipo es de 6 meses. La fecha marcada para la presentación del prototipo es el 8 de Julio de 2020. Se presentará el prototipo con una explicación detallada de los pasos seguidos para el diseño. Se nombrarán las pruebas hechas y que conclusiones se han obtenido.

## **3. Ubicación**

El desarrollo del prototipo se llevará a cabo en las instalaciones de la Universidad Politécnica de Valencia, más concretamente en la ETSID (UPV, Valencia, España). Se utilizarán los materiales e instrumentos proporcionados por la universidad, con el fin de reducir costes.

## **4. Normativa aplicable**

La norma ISO10993-1 establece una evaluación biológica de productos sanitarios, mediante un proceso de gestión del riesgo. De normal el paciente está en contacto con el estetoscopio menos de cinco minutos. Al utilizar materiales usados en la industria medica durante años, el dispositivo se debería estimar como bajo riesgo basándose en la norma.

La seguridad eléctrica y la compatibilidad electromagnética debe cumplir las siguientes normas. Debe cumplir la norma IEC 60601. Esta norma la debe cumplir el equipamiento médico eléctrico, en ella están los requerimientos básicos de seguridad y rendimiento esencial. La norma CISPR 11 se aplica a la industria y al equipamiento médico que trabaje en un rango de frecuencias de entre 0 Hz y 400 Hz. La norma IEC 61000-3-2 para compatibilidad electromagnética, establece el límite de emisión de corriente armónica. La norma IEC 61000-3-3 limita las fluctuaciones de voltaje.

La seguridad de la batería debe cumplir con la norma IEC 62133. Esta norma establece los requerimientos y prueba de seguridad para el uso de baterías de litio. La norma UN 38.3 describe la prueba que debe pasar la batería, esta prueba es una simulación del transporte en unas determinadas condiciones de presión, temperatura, impacto, etc.

También debe cumplir la norma IEC 62366 que especifica los requerimientos de usabilidad para el desarrollo de dispositivos médicos.

## 5. Condiciones de los materiales

En esta sección se describen las características de los materiales y los controles de calidad exigibles para el desarrollo del prototipo.

### 5.1. Descripción

El estetoscopio debe tener dos cápsulas, una tiene que ser el diafragma y la otra la campana. El tubo por donde se transmiten las vibraciones debe ser flexible y de PVC.

El sensor capacitivo debe abarcar el espacio audible, es decir de 20 Hz a 20 kHz. Debe tener una sensibilidad de - 40 dB y un S/N de máximo 58 dBa.

Los amplificadores operacionales, para el primer prototipo, no importan que no tengan una alimentación única. El tipo de montaje debe ser through hole para poder montarlos sobre placa experimental.

La alimentación del circuito se proporcionará con la fuente de alimentación de los laboratorios de la UPV, de la marca Promax. El sensor será alimentado con + 5 V y los amplificadores operacionales de forma simétrica con  $\pm 15$  V.

La serie de resistencias y condensadores deben tener una tolerancia de  $\pm 5$  % para no tener unas desviaciones muy grandes, para ello las resistencias deben ser de la serie E24 y los condensadores de la serie J.

Los cables utilizados deben ser unipolares para unir el sensor al circuito de acondicionamiento.

El estaño que se tiene que utilizar en las soldaduras sobre la placa con pistas debe ser de un grosor de 1 mm.

### 5.2. Control de calidad

Para comprobar la calidad de los amplificadores operacionales, se montará un buffer con la entrada cortocircuitada y se vera la señal de salida por un osciloscopio. El objetivo de esta prueba es ver cuanto ruido inducen los amplificadores

La realización de la prueba del sensor será similar, se deberá exponer el sensor al menor ruido, nulo a ser posible, y se vera la señal en el osciloscopio.

## 6. Condiciones de la ejecución

En este apartado se va a hacer una descripción del proceso de ejecución y de los controles a realizar. Se va a centrar en aquellos puntos del proyecto que puedan ser conflictivos.

## 6.1. Descripción

La soldadura de los cables unipolares a las patas del sensor se deberá hacer antes de introducir el sensor en el tubo de PVC. Para hacer las soldaduras de forma correcta, se deberán enrollar las puntas de los cables en las patas del sensor. Seguidamente del paso anterior, se debe aplicar calor durante 20 segundos para calentar los cables y las patas del sensor. Al pasar este tiempo de espera, se aplicará el estaño. Se debe cubrir las patas del sensor y los cables. Hay que evitar tener soldaduras frías para eliminar problemas de conexión.

El tubo de plástico se debe cortar para obtener una longitud de 10 cm. Para introducir el sensor en el tubo de plástico hay que ampliar el diámetro 3 mm. El procedimiento de ampliación se debe realizar forzándolo mecánicamente y aplicando calor.

La ganancia del circuito de acondicionamiento debe ser de 5 V/V para visualizar la señal con mayor calidad.

El diseño de los filtros debe tener un ancho de banda de 20 Hz a 2 kHz. También se tendrá un segundo filtro paso alto de 600 Hz para realizar pruebas.

Antes de colocar los componentes en el circuito del prototipo I, se deben medir uno por uno para evitar posibles fallos. Los componentes se colocan lo más próximo posible para evitar ruido en la señal.

Para facilitar el proceso de soldadura en la placa experimental, se pueden usar cables para longitudes de 3 cm o más. También se tiene que usar en intersecciones.

Se deben alimentar los amplificadores operacionales a  $\pm 15$  V y el sensor a + 5 V. La alteración del orden puede producir daños en los componentes. Para el apagado del circuito, se realiza de forma inversa.

## 6.2. Controles a realizar

La responsabilidad del ingeniero es supervisar que se haga acorde a la descripción.

Se debe realizar un diagrama de Bode experimental para comprobar que el diseño de los filtros es el correcto.

Se deben comprobar cada una de las soldaduras. Se eliminarán las soldaduras frías en caso de haberlas.

## 7. Pruebas y ajustes finales

Al terminar el prototipo de estetoscopio digital se deberán hacer pruebas para determinar el ruido que tiene la señal. Con el objetivo de ver cómo afecta el ruido, se podría visualizar en el osciloscopio la señal al final de cada etapa. Esta prueba permitiría observar la evolución de la señal y ruido durante el procesamiento. Si una etapa introdujera más ruido de lo esperado, se podría determinar cambiarlo por componentes mejores o estudiando otras soluciones.

También se deberá hacer un estudio de consumo para determinar cuántos mAh se necesitan. Se tendrá muy en cuenta los amplificadores operacionales porque son los componentes que más consumo pueden tener. En base a estas pruebas, se podrá elegir con seguridad la pila que se utilizará para alimentar el circuito. Estos datos darían información del tiempo de uso sin cambiar la pila.

# **Presupuesto**

## Documento 4

## 1. Presupuesto del prototipo I

En esta sección, se va a explicar el presupuesto utilizado para el diseño del prototipo I, el cual, se dividirá en tres. Se mostrará el presupuesto de los componentes, el del equipo utilizado y el de mano de obra. Por último, se hará un sumatorio de los tres presupuestos y se le sumará el IVA, gastos generales y el beneficio industrial. Además, habrá que tener en cuenta la amortización del software utilizado para el desarrollo del proyecto, en este caso de Proteus.

### 1.1. Presupuesto de componentes (PC)

En la Tabla 5 se muestra el total del presupuesto de componentes. Hay que tener en cuenta que, aunque solo se hayan usado 6 condensadores, 2 sensores capacitivos y 3 zócalos, el pedido debía de ser en packs de 5. Esto obligaba a incrementar el pedido. La unidad de resistencias E24 representa 45 resistencias, cinco de 82.5 k $\Omega$  y 10 de 10 k $\Omega$ , 5.6 k $\Omega$ , 2.7 k $\Omega$  y 820  $\Omega$ . Aunque no se usan tantas resistencias, la compra era en los packs de 5 y 10. Los precios de las resistencias no se han desglosado porque son insignificantes. El precio de los componentes es de 71.49 €.

**Tabla 1 - Presupuesto de componentes**

Presupuesto de componentes (PC)			
Componente	Unidades	Precio/ud (€/ud)	Precio total (€)
A.O. TL081	3	1.88	5.64
A.O. OP27	3	3.88	11.64
Placa de pruebas	1	4.95	4.95
Condensador EPCOS (J)	10	0.80	7.96
Estetoscopio analógico	2	3.55	7.1
Estaño (1 mm)	1	15.97	15.97
Placa con pistas Winslow	1	4.62	4.62
Resistencia (E12)	1	4.06	4.06
Sensor capacitivo	5	1.48	7.4
Zócalo	5	0.43	2.15
Total			71.49

### 1.2. Presupuesto del equipo (PE)

La tabla 6 está dividida en el equipo de alquiler del laboratorio y en el equipo propio. El precio del alquiler es un porcentaje de entre un 2 % y un 5 % del precio del producto sin IVA. La amortización del equipo propio se ha calculado en base al 0.4 % del precio que tenía el ordenador en el momento que se compró. El PE final es de 811.81 €.

**Tabla 6 - Presupuesto del equipo**

Presupuesto del equipo (PE)			
Equipo de alquiler (EA)			
Equipo	Alquiler (€/h)	Horas	Precio total
Fuente de tensión Promax FA-363C	7.18	30	215.46
Generador de funciones Promax GF-232B	7.02	7	49.14
Multímetro Kaise MY63	1.01	12	12.13
Osciloscopio Tektronix TBS1102 2	12.44	13	161.69
Estación de soldadura JBC cd2e040	7.80	9	70.17
Taladro Bosch EasyImpact 550	1.65	0.5	0.82
		Total (EA)	509.41
Equipo propio (EP)			
Equipo	Amortización(€/h)	Horas	Precio total
Ordenador ASUS	2.7	112	302.4
		Total (EP)	302.4
		Total (EP + EA)	811.81

### 1.2. Presupuesto de mano de obra (PE)

El precio por hora se ha calculado teniendo en cuenta un salario medio anual de 25000 €. Este sueldo corresponde a un salario mensual de 2083.33 €. Hay aproximadamente 1800 horas laborales al año, pero no todas son facturables si eres autónomo. Las horas facturables son en torno a un 80 % de las horas totales, es decir, 1440 horas. Este número de horas es el que se ha cogido para dividir los 25000 € anuales. Y del resultado sale el precio por horas. El precio total del ingeniero es de 2500 €, (ver Tabla 7).

**Tabla 7 - Presupuesto de mano de obra**

Presupuesto de mano de obra (PMO)			
Mano de obra	Precio (€/h)	Horas	Precio total
Ingeniero (1)	17.36	144	2500

### 1.2. Presupuesto total (PT)

Esta sección recoge el sumatorio de los presupuestos anteriores y se le suman los porcentajes comentados anteriormente. Obteniendo un precio total sin tener en cuenta el software de 4736.62 €. En la Tabla 8 se puede ver todo el desglose.

**Tabla 8 - Presupuesto total**

Presupuesto total (PT)			
PC	PE	PMO	PT
71,49	811,81	2500	3383.30
		Gastos generales (13%)	439.83
		Beneficio industrial (6 %)	2023.00
		IVA (21%)	710.49
		Total	4736.62

## **2. Software utilizado**

Se ha llegado a un acuerdo con el cliente para que pague la amortización correspondiente al software utilizado. Al ser un programa utilizado regularmente por el ingeniero que ha diseñado el prototipo I, sale rentable hacerlo de esta forma. El pack utilizado para el diseño es el Enterprise, valorado en 5314 €. Teniendo en cuenta una amortización del 5 %, al presupuesto total habría que sumarle 265.7 €. Es decir, el presupuesto total incluyendo la amortiguación de la licencia se quedaría en 5002.32 €.