



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA



ESCUELA TÉCNICA
SUPERIOR INGENIEROS
INDUSTRIALES VALENCIA

TRABAJO FINAL DE GRADO EN INGENIERÍA EN TECNOLOGÍAS INDUSTRIALES

DISEÑO Y DESARROLLO DE UN SISTEMA DE REGISTRO DE LA ACTIVIDAD MUSCULAR

AUTOR: JOSE CARLOS GUERRERO LÓPEZ

TUTOR: JAVIER SAIZ RODRÍGUEZ

CURSO ACADÉMICO 2015 - 2016



DOCUMENTO

- I. MEMORIA
- II. PLANOS
- III. PLIEGO DE CONDICIONES
- IV. PRESUPUESTO
- V. ANEXOS



I. MEMORIA

CONTENIDO

1	OBJETIVO	1
2	RESUMEN	2
2	RESUM	3
2	ABSTRACT	4
3	INTRODUCCIÓN AL PROBLEMA	5
3.1	Antecedentes	5
3.2	Motivación	7
3.3	Justificación Académica	8
4	CONCEPTOS TEÓRICOS Y PRÁCTICOS	9
4.1	Características de las señales de EMG	9
4.2	Potenciales Bioeléctricos	10
4.3	Obtención de las Señales	11
4.3.1	Electrodos superficiales	12
4.3.2	Electrodos internos	13
4.4	Interferencias en las Señales Procesadas	13
4.4.1	Acoplamiento de la red eléctrica	13
4.4.2	Contacto electrodo-piel	14
5	DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL SISTEMA DE ADQUISICIÓN	15
5.1	Conceptos Previos al Diseño	15
5.2	Diseño de la Etapa Diferencial	16
5.2.1	Preamplificación de la señal	16
5.2.2	Realimentación activa	19
5.2.3	Protección del paciente	20
5.2.4	Protección del equipo	21
5.3	Diseño del circuito de alimentación	22
5.4	Diseño de las Etapas de Filtrado	24
5.4.1	Filtro paso alto	26
5.4.2	Filtro Notch	28
5.4.3	Filtro paso bajo	30
5.5	Diseño de la Amplificación	32
5.6	Diseño Informático de la Placa de Circuito Impreso (PCB)	34
5.6.1	Implementación del Esquemático con OrCAD® Capture	34
5.6.2	Distribución de Componentes con OrCAD® Layout	35
5.7	Construcción de la Placa de Circuito Impreso	39
5.7.1	Impresión y Revelado	39
5.7.2	Mecanizado y Montaje de Componentes	41
6	VERIFICACIÓN DEL DISEÑO	44
6.1	Test de la Alimentación	44
6.2	Test de la Etapa Diferencial	45
6.2.1	Amplificador de instrumentación	45
6.2.2	Realimentación activa	45



6.3	Test de Filtrado de Frecuencias	46
6.3.1	Filtro paso alto	46
6.3.2	Filtro de rechazo	47
6.3.3	Filtro paso bajo	48
6.3.4	Respuesta en frecuencia	49
6.4	Test de Amplificación	50
6.5	Rechazo del Modo Común	52
6.6	Ruido en la Señal	53
6.7	Prueba del Sistema ante una Señal Real	54
7	ÍNDICE FIGURAS	57
8	BIBLIOGRAFÍA	59
9	REFERENCIAS	60



1 OBJETIVO

En este trabajo fin de grado se abordarán aquellos conceptos necesarios para el diseño e implementación de un sistema capaz de amplificar y filtrar las señales generadas por el músculo esquelético del cuerpo humano. El principal objetivo es procesar de una manera eficiente dichas señales, para posteriormente ser evaluadas por profesionales u otros dispositivos.

Una vez diseñado e implementado el sistema de adquisición de señales, se procederá al estudio de un grupo muscular específico. Se tomarán varias medidas, en reposo y tras someter al músculo a una serie de esfuerzos. Ello permitirá comparar las señales recogidas y evaluar las variaciones acaecidas.

2 RESUMEN

Para realizar el diseño teórico del sistema de adquisición, previamente hubo que realizar un estudio teórico sobre los potenciales bioeléctricos generados en el cuerpo humano. En el caso que ocupa, se prestó mayor atención a aquellos potenciales de origen muscular, de los que se obtuvieron los rangos de frecuencia y tensión más comunes.

Una vez conocidas las características de las señales, se comenzó el diseño teórico del sistema. Debido a que el electromiógrafo es un elemento de aplicación médica, el aislamiento del paciente con respecto a la alimentación y a los aparatos de medida fue la prioridad; para ello se utilizaron componentes con el distintivo “*Medical Instrumentation*” en sus respectivos *datasheet*, lo que los califica de aptos para el uso en este tipo de aplicaciones.

Durante el diseño del circuito se calcularon los valores de resistencias y condensadores necesarios para la implementación de los filtros de frecuencia y las etapas de amplificación de la señal muscular. Una vez realizado el diseño teórico, se trasladó la información al software informático OrCAD Capture, en el cual se realizó el diseño esquemático del circuito.

Posteriormente se realizó la distribución de los componentes, fijando un tamaño para la placa de circuito impreso empleando el software OrCAD Layout.

Distribuidos todos los elementos sobre la placa y verificando todas las conexiones, se imprimió el diseño sobre una placa virgen siguiendo una serie de procesos químicos. Tras este paso hubo que mecanizar los agujeros y soldar todos los componentes.

Finalmente se aseguró el correcto funcionamiento del sistema; alimentación, filtros y amplificaciones, así como el cumplimiento de la normativa vigente. Tras estas verificaciones, se tomaron las medidas sobre el sujeto real mediante el uso de electrodos superficiales, comprobando exitosamente la captación de las señales.

Palabras clave: EMG, esquemático, amplificación, PCB, electrodo, potencial bioeléctrico, CMRR, *datasheet*, guarda activa.

2 RESUM

Per realitzar el disseny teòric del sistema d'adquisició, prèviament va caldre realitzar un estudi teòric sobre els potencials bioelèctrics generats al cos humà. En el cas que ocupa, es va prestar més atenció a aquells potencials d'origen muscular, dels quals es van obtenir els rangs de freqüència i tensió més comuns .

Una vegada conegudes les característiques de les senyals, es va començar el disseny teòric del sistema. Pel fet que l'electromiògraf és un element d'aplicació mèdica, l'aïllament del pacient pel que fa a l'alimentació i als aparells de mesura va ser la prioritat; per a això es van utilitzar components amb el distintiu "*Medical Instrumentation*" en els seus respectius *datasheet*, la qual cosa els qualifica d'aptos per a l'ús en aquest tipus d'aplicacions.

Durant el disseny del circuit es van calcular els valors de resistències i condensadors necessaris per a la implementació dels filtres de freqüència i les etapes d'amplificació del senyal muscular. Una vegada realitzat el disseny teòric, es va traslladar la informació al programari informàtic OrCAD Capture, en el qual es va realitzar el disseny esquemàtic del circuit.

Posteriorment es va realitzar la distribució dels components, fixant una grandària per a la placa de circuit imprès emprant el programari OrCAD Layout.

Distribuïts tots els elements sobre la placa i verificant totes les connexions, es va imprimir el disseny sobre una placa verge seguint una sèrie de processos químics. Després d'aquest pas va caldre mecanitzar els forats i soldar tots els components.

Finalment es va assegurar el correcte funcionament del sistema; alimentació, filtres i amplificacions, així com el compliment de la normativa vigent. Després d'aquestes verificacions, es van prendre les mesures sobre el subjecte real mitjançant l'ús d'elèctrodes superficials, comprovant reeixidament la captació dels senyals.

Paraules clau: EMG, esquemàtic, amplificació, PCB, elèctrode, potencial bioelèctric, CMRR, *datasheet*, guarda activa.



2 ABSTRACT

To perform the theoretical design of the acquisition system, previously had to be made a theoretical study of the bioelectric potential generated in the human body. In the present case, greater attention was paid to those potential of muscular origin, of which the ranges were obtained in the more common values of frequency and voltage.

Once known the characteristics of the signals, the theoretical design of the system began. Since the electromyograph is an element of medical application, the isolation of the patient respect the power supply and the measuring devices was the priority; in order to do that, were used components which were labelled with "Medical Instrumentation" in their respective datasheet, which describes them as suitable for use in such applications.

During the design of the circuit were calculated the values of resistors and capacitors required for implementation of the frequency filters and the stages of amplification of the muscle signal. Once the theoretical design was finished, the information was moved to OrCAD Capture computer software, in which the schematic design of the circuit was performed.

Subsequently, the distribution of the components was performed by setting a size for the printed circuit board using the software OrCAD Layout.

Once all the elements were distributed on the board and verifying all the connections, the design was printed on a virgin board following various chemical processes. After this step had to be machined holes and soldering all the components.

Finally the proper functioning of the system was ensured; power supply, filters and amplifications, as well as compliance with the current regulation. After these verifications, taken measures on the real subject through the use of surface electrodes, successfully proving the acquisition of signals.

Keywords: EMG, schematic, amplification, PCB, electrode, bioelectric potential, CMRR, datasheet, active guard.

3 INTRODUCCIÓN AL PROBLEMA

3.1 Antecedentes

La aplicación de la ingeniería en la resolución de problemas de cualquier índole, es un hecho fehaciente a lo largo de la historia. Así mismo la evolución del ser humano pasó por la aplicación de técnicas que permitieron aumentar tanto la esperanza, como la calidad de vida. Aquí es donde la ingeniería aplicada a la medicina cobró mayor relevancia y así lo constatan hallazgos arqueológicos como una prótesis encontrada de un dedo pulgar del pie, en una tumba egipcia hace más de 3000 años o una mandíbula con implantes dentales hechos a base de conchas, con una antigüedad de 1400 años.

Como era obvio, el estudio de la anatomía del cuerpo humano fue cobrando más importancia con el paso del tiempo. Fue alrededor de 1780 cuando Luigi Galvani comenzó a mostrar públicamente una serie de experimentos en los que aplicaba pequeñas corrientes en la médula espinal de una rana muerta (fig.3.1) generando contracciones en los músculos de las patas, estos experimentos marcaron un antes y un después en la relación entre la electricidad y la biología.

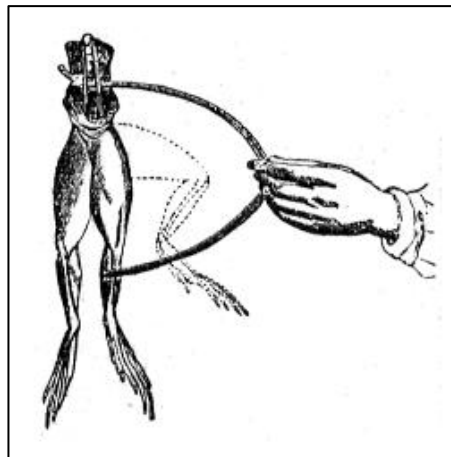


Figura 3.1: Experimento de estimulación muscular de Galvani. [1]

Tras los hallazgos de Galvani, fue en 1890 cuando Étienne Jules Marey realizó el primer registro de la actividad muscular en un paciente consciente, aunque no fue hasta comienzos del siglo XX cuando se tomaron los primeros registros de electromiografía utilizando un osciloscopio.

Después de años de experimentación en el cuerpo humano, y gracias al avance en la instrumentación, tomaron especial relevancia aquellas señales a partir de las cuales se podía obtener información útil, como son las que se obtienen mediante electrocardiografía (ECG), electroencefalografía (EEG), electromiografía (EMG) o electrooculografía (EOG) entre otras. A continuación se muestra una comparación entre las citadas señales (fig.3.2).

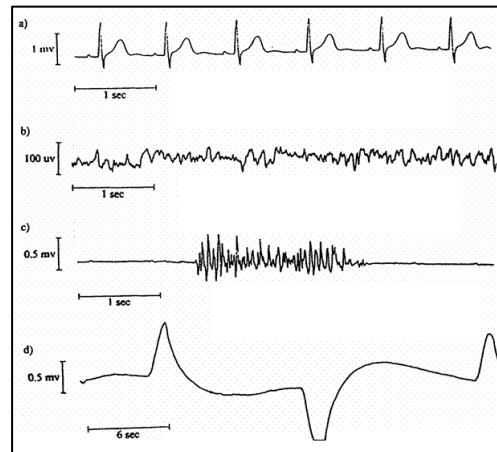


Figura 3.2: a)ECG ; b)EEG ; c)EMG ; d)EOG [2]

Toda esta evolución ha llevado a que actualmente, estas aplicaciones tecnológicas se hayan convertido en un recurso indispensable a la hora de diagnosticar, tanto problemas cardíacos como neurológicos o neuromusculares. Otras aplicaciones en auge, como la biomecánica, se valen de los potenciales bioeléctricos para medir la actividad muscular del sujeto e incluso para controlar sistemas electrónicos con multitud de aplicaciones.

3.2 Motivación

Las aplicaciones de la electromiografía en el campo de la medicina destacan por el seguimiento de enfermedades de origen neurológico, como pueden ser la epilepsia o el Parkinson. Otra aplicación de estas señales encuentra cabida en la implantación de prótesis que reemplazan extremidades de personas, que por determinadas circunstancias han perdido algún miembro del tren superior o inferior, mejorando considerablemente su calidad de vida. Las prótesis más avanzadas están compuestas por circuitos electrónicos capaces de reconocer las señales de ciertos grupos musculares, actuando de manera similar a como lo haría el miembro al que reemplazan (fig.3.3).



Figura 3.3: Prótesis robótica de tren superior. [3]

Además de los usos terapéuticos previamente comentados, las señales de EMG permiten la monitorización de la actividad muscular realizada por un individuo. Un ejemplo de estas aplicaciones que sirvió como motivación para este trabajo, consiste en el estudio de la fatiga muscular que sufre un cirujano realizando una laparoscopia, recogiendo su respuesta muscular tras varias horas de operación, para posteriormente tratar de minimizar el esfuerzo realizado, por ejemplo, mediante un rediseño más ergonómico de las herramientas de quirófano.

Ahondar en el estudio de estas aplicaciones tan ligadas a las señales producidas por el cuerpo humano, resulta de gran interés para un futuro ingeniero.



3.3 Justificación Académica

Mediante este trabajo final de grado se pretende aplicar de forma práctica y lo más semejante a un proyecto real, todos aquellos conceptos adquiridos en el Grado en Tecnologías Industriales. Si bien es cierto que asignaturas como Sistemas Electrónicos y Tecnología Electrónica, de segundo y tercer curso respectivamente, cobran una mayor relevancia a la hora de llevar a cabo las etapas de diseño del circuito final.

Desde un punto de vista ingenieril, se trata de un trabajo muy completo en el que el alumno es capaz de desarrollar un proyecto de inicio a fin; creando un diseño único y personal, haciendo acopio de todos los elementos electrónicos necesarios a través de distintos distribuidores, aprendiendo el uso de los útiles de laboratorio necesarios para realizar las medidas pertinentes, realizando un presupuesto aproximado y cumpliendo la normativa de seguridad específica.

4 CONCEPTOS TEÓRICOS Y PRÁCTICOS

4.1 Características de las señales de EMG

Las propiedades de estas señales dependen principalmente del tiempo e intensidad de la contracción muscular que se está analizando. Alguno de los factores que influyen en la amplitud de la señal recogida mediante los electrodos de superficie son: el espesor de la piel, la distancia entre electrodos o la calidad de la unión entre el electrodo y la piel, como se comentará en siguientes apartados. La amplitud de la señal, como es lógico, varía de un músculo a otro.

Cada músculo de nuestro cuerpo está diseñado biológicamente para realizar tareas determinadas que necesitan una mayor o menor precisión en la contracción de sus respectivas fibras musculares, esto se refleja en el rango de amplitudes de las señales de EMG, que varía entre los $100\mu\text{V}$ y 5mV . Así mismo cada grupo muscular tiene un rango de frecuencias en el cual se encuentran las señales con mayor amplitud, pudiendo hablarse de un intervalo general comprendido entre $0,01\text{Hz}$ y 10kHz , si bien las señales con mayor relevancia se encuentran entre 50Hz y 150Hz (fig.4.1).

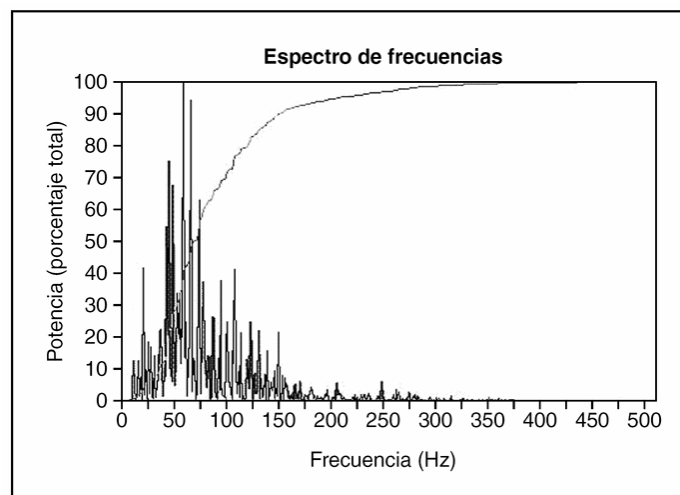


Figura 4.1: Espectro de frecuencias de las señales de EMG. [4]

4.2 Potenciales Bioeléctricos

Los portadores de carga en los fluidos orgánicos son generalmente iones disueltos en el medio, que se desplazan en respuesta a determinadas sollicitaciones. Tanto en el interior de las células como en el espacio que las rodea, se encuentran especies iónicas que debido a las diferencias de concentración son las causantes de la aparición de fuertes gradientes en las membranas celulares. Destacan por su gran concentración, los iones positivos Na^+ y K^+ , y el negativo Cl^- . En estado de reposo, se considera que el potencial interno de la célula es negativo respecto al potencial en el exterior.

El papel de la membrana celular destaca por mantener una diferencia de potencial entre el interior y el exterior de la célula. Esta membrana, compuesta por una bicapa lipídica, le confiere unas propiedades semejantes a las de un dieléctrico, capaz de separar dos medios conductores, soportando además las fuerzas de atracción generadas por el campo eléctrico entre ellos. Si bien esto es así para todas las células, las neuronas y las células musculares, poseen unas características especiales. Poseen membranas excitables que cambian su conductancia como respuesta a estímulos despolarizantes, creando un impulso de potencial intracelular conocido como potencial de acción, que se caracteriza por invertir la polaridad para posteriormente volver a la posición de reposo.

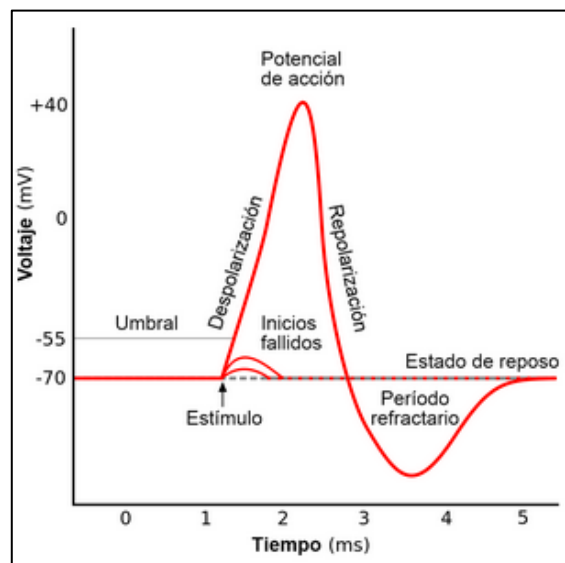


Figura 4.2: Potencial de acción de una célula. [5]

Como puede observarse en la figura 4.2, este impulso sólo aparecerá en la célula si el estímulo que recibe es capaz de superar un valor umbral característico de la propia célula. Estos potenciales de acción son los que transmiten las neuronas motoras desde el sistema nervioso central hasta las fibras musculares. En la unión neuromuscular se liberan sustancias que generan el potencial de acción en el músculo, provocando su contracción.

Todos los músculos están formados por unidades motoras (fig.4.3), compuestas por una neurona motora y todas las fibras musculares a las que está conectada. Como ejemplo, un músculo como el bíceps en el brazo puede llegar a tener 2000 fibras musculares por unidad motora, sin embargo un músculo ocular con movimientos más precisos tiene menos de 10 fibras por unidad motora.

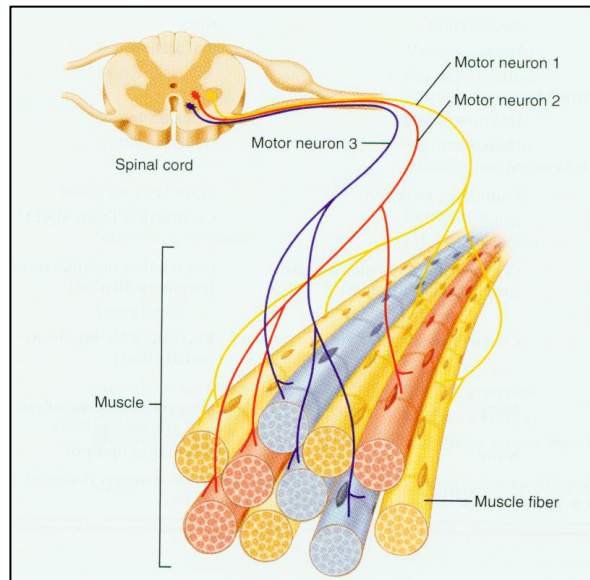


Figura 4.3: Unidad motora de un músculo. [5]

Gracias a este complejo sistema en el cuerpo humano, las señales eléctricas generadas en el músculo esquelético pueden ser estudiadas mediante las técnicas que a continuación serán comentadas.

4.3 Obtención de las Señales

Como se ha visto, las células musculares son excitadas mediante la propagación de un potencial de acción, pues bien, para recoger y cuantificar la amplitud de estas señales es necesario el uso de electrodos. Estos están formados por materiales conductores de electricidad (metálicos o no), que al entrar en contacto con un electrolito dan lugar a una potencial que se superpone a la señal que se pretende medir y que se conoce como potencial de media celda o potencial de equilibrio de la interfase, del que se hablará más tarde, en el punto 4.4.2.

La utilización de los electrodos en el cuerpo humano suele realizarse de varias maneras y según el propósito. En el caso de la electromiografía destaca el uso de los electrodos internos, ya que permite el estudio focalizado de determinadas fibras musculares, sin embargo el uso más común se atribuye los electrodos de superficie, que colocados sobre la piel sirven para medir las señales de grupos musculares externos.

4.3.1 Electrodo​s superficiales

La medición de señales de EMG con electrodos superficiales es considerada una técnica no invasiva, comúnmente conocida como sEMG. Como se ha comentado, estos electrodos están compuestos por materiales conductores, generalmente de forma plana y con buena superficie de contacto ya que se colocan directamente sobre la piel.

La calidad en cuanto a la captación de los potenciales depende de las características del electrodo y del buen contacto con la piel del paciente.

Es por ello que debido a las distintas propiedades que presenta cada tipo de piel, estos electrodos suelen incorporar una película de gel que actúa como electrolito entre la epidermis y el electrodo (fig.4.4), reduciendo considerablemente la impedancia que presenta la piel.

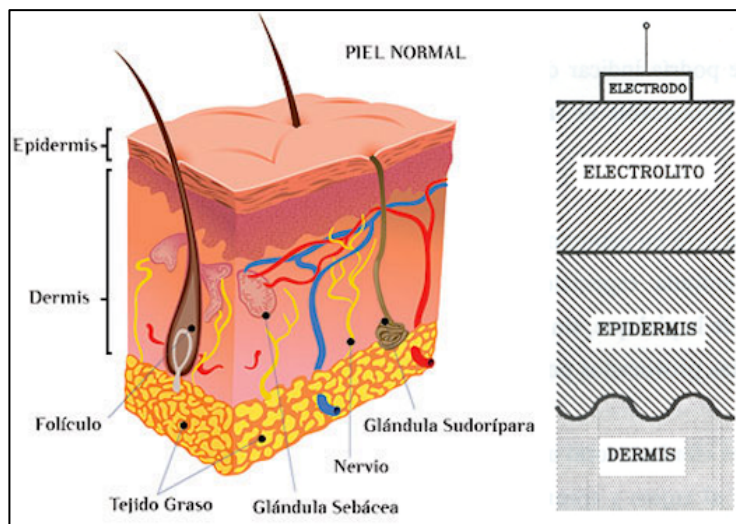


Figura 4.4: Esquema gráfico de la piel y colocación de un electrodo sobre ella. [5][6]

La sEMG tiene multitud de aplicaciones clínicas, como puede ser la captación de estímulos en los muñones de personas que han sufrido la pérdida de alguna de sus extremidades. Gracias a la electrónica y la robótica, este tipo de técnica está muy presente en la bioingeniería.

4.3.2 Electrodo internos

Al contrario que los electrodos anteriores, estos se introducen en el interior del cuerpo, por lo que su uso se considera como una técnica invasiva de medición. El principal objetivo de esta técnica, mucho más precisa, es la de obtener las señales en zonas más localizadas. Los electrodos son agujas o hilos metálicos, en los cuales se puede observar los puntos que entran en contacto directo con las fibras musculares, sin un medio electrólito intermedio (fig.4.5).

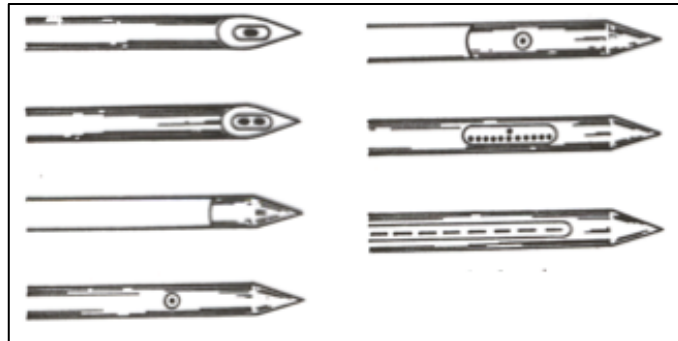


Figura 4.5: Distintos puntos de medición en electrodos de aguja. [4]

Otros electrodos internos, como los implantables, varían en forma y tamaño dependiendo de la aplicación para la que estén diseñados. Un ejemplo de este tipo de electrodo sería el que se coloca junto a los marcapasos, cuyo cometido es el de llevar un registro continuo de los potenciales de acción generados en el corazón, aunque no será objeto de estudio en este trabajo.

4.4 Interferencias en las Señales Procesadas

Debido a la baja amplitud de las señales bioeléctricas, es importante conocer el tipo de interferencias que pueden afectar al procesado de las mismas en el sistema de adquisición. Como se ha comentado anteriormente, el cuerpo humano es un perfecto conductor de electricidad por lo que estará directamente relacionado con esta problemática.

4.4.1 Acoplamiento de la red eléctrica

Es el problema más común y con mayor relevancia debido a la naturaleza conductora del cuerpo humano, este se acopla a la red eléctrica presente a través del aire, que actúa como dieléctrico. Este acoplamiento da lugar a unas corrientes que circulan por el cuerpo. Estas, aun siendo del orden de μA , generan unas tensiones que serán captadas por los equipos de medida, interfiriendo en las que realmente son de interés.

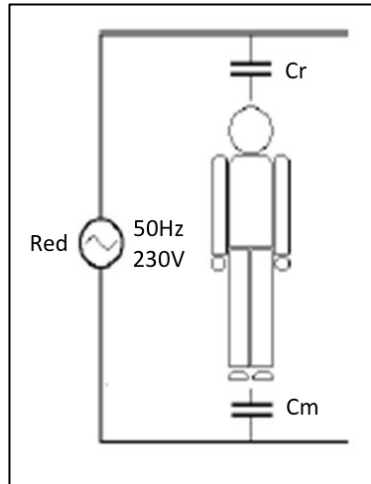


Figura 4.6: Acoplamiento capacitivo entre una persona y la red.

Una técnica eficaz contra este tipo de acoplamiento con la red es la conocida como **guarda activa**. Consiste en el apantallamiento de los cables, conectando esta pantalla a la tensión del modo común recogida por el equipo de medida. Con ello se consigue evitar que la red se acople a los cables conectados entre los electrodos y el equipo ya que se acopla a la pantalla, derivando las corrientes generadas a masa.

4.4.2 Contacto electrodo-piel

Una de las mayores fuentes de distorsión en la captación de las señales bioeléctricas es sin duda la generada en la unión del electrodo con la piel. El inconveniente de colocar los electrodos sobre la piel, es la aparición de un potencial asociado a la distribución de cargas entre el electrodo y la epidermis, que actúa como electrolito. Además, el movimiento de los electrodos provoca variaciones en estos potenciales, aunque mediante el uso geles y electrodos metálicos poco polarizables, se consigue una notable reducción. Según la normativa de estos equipos, el sistema debe ser capaz de amplificar hasta una tensión diferencial de 300mV, con lo que se deberá tener en cuenta a la hora de diseñar la etapa de preamplificación para evitar que sature.

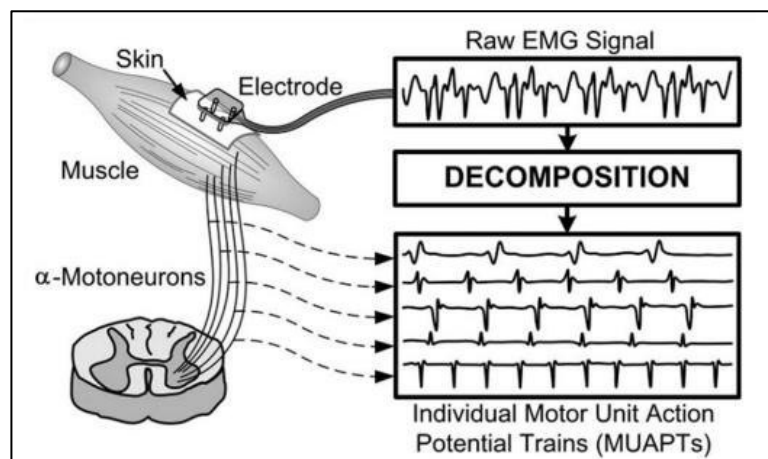


Figura 4.7: Toma de señales mediante electrodos superficiales. [4]

5 DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL SISTEMA DE ADQUISICIÓN

5.1 Conceptos Previos al Diseño

Es indispensable, a la hora de realizar el diseño de una placa de circuito impreso, conocer las características de los componentes que se utilizarán en su implementación. Durante la búsqueda de los componentes, al tratarse de un equipo electromédico, será conveniente fijarse bien en sus hojas de especificaciones, conocidas como **datasheet**. De ellas se recopilará la información concerniente a los rangos de tensión e intensidad admisibles, así como instrucciones sobre su montaje y ensayo, e incluso su compatibilidad con aplicaciones de adquisición de datos biomédicos.

También se deben destacar los elementos pasivos que forman parte del circuito y que tendrán un papel muy relevante en las características finales del sistema; las resistencias y los condensadores.

Las resistencias limitarán la corriente en los diodos de protección en caso de una fuerte subida de tensión y además caracterizarán las etapas de filtrado y amplificación. En el CD anexo se adjuntará una tabla correspondiente a su clasificación.

Los condensadores electrolíticos atenuarán el rizado de la tensión de alimentación. El resto de condensadores, junto a las resistencias, caracterizarán los filtros de frecuencia.

Teniendo en cuenta lo anteriormente citado, el objetivo del diseño es obtener un sistema capaz de instrumentar las señales de modo que se obtenga una señal libre de ruidos y con una magnitud lo suficientemente elevada, de la que pueda extraerse información relevante. El siguiente esquema de bloques expone de forma simplificada las etapas a diseñar.

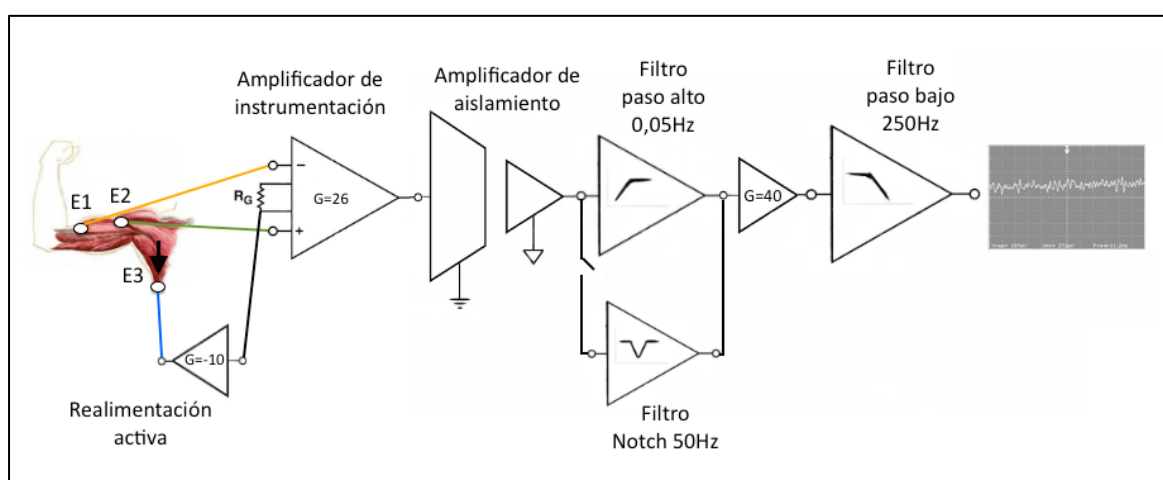


Figura 5.1: Diagrama de bloques del sistema.

5.2 Diseño de la Etapa de Entrada

En esta etapa, constituida principalmente por un amplificador de instrumentación, se llevará a cabo la recogida de la señal mediante el uso de electrodos, colocados debidamente sobre el músculo del sujeto. El requerimiento principal del equipo es que tenga un alto rechazo al modo común (**CMRR**), es decir, que no amplifique la tensión medida en cada electrodo sino la tensión diferencial entre ellos, que será la producida en la zona muscular estudiada. A continuación se explica el proceso de diseño de este bloque del sistema.

5.2.1 Preamplificación de la señal

Según la Norma UNE-EN 60601-2-47 para equipos electromédicos, el sistema debe recoger las siguientes características básicas de funcionamiento:

- Impedancia de entrada mayor de $10M\Omega$.
- CMRR de al menos 60dB a 50Hz.

Haciendo uso de varios catálogo de componentes, se escogió el amplificador de instrumentación AMP02 de Analog Devices, por cumplir las características básicas de la normativa y por su gran relación de calidad y precio. Aquí se muestran algunas de sus características:

- Impedancia de entrada de $10G\Omega$.
- CMRR 115dB mínimo.
- Compatible con instrumentación biomédica.
- Alimentación hasta $\pm 18V$.

Las hojas de características se incluyen en el CD adjunto.

Como se comentó en el punto 4.4, las señales de EMG varían según el tiempo y la intensidad de la contracción muscular, pues bien, estas señales contienen una información que debe ser amplificada debido a los rangos de amplitud tan bajos que se presenta. El valor que debe tomarse en la preamplificación determinará la calidad final de la señal, por ello es importante escoger un valor de entrada al comienzo del diseño que se asemeje al que se captará en una medida real. Pueden darse dos situaciones:

- En la primera se asume un valor de entrada menor del que se obtiene en una prueba real, con lo que no se estará amplificando lo suficiente y supondrá una pérdida de información de la señal, además, esta señal será más sensible a perturbaciones debido a su baja amplitud.

- En la segunda ocurre lo contrario, se considera un valor mayor al real, obteniendo una respuesta en la que los operacionales saturarían, básicamente porque el rango de salida de estos está limitado por su alimentación. De producirse este caso, se observaría en el osciloscopio una señal cortada en un valor próximo a su alimentación. En la siguiente imagen se muestra un amplificador saturado.

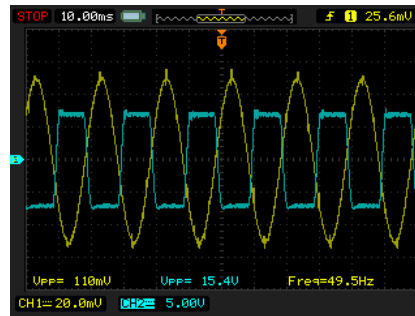


Figura 5.2: Amplificador en saturación (señal azul).

Teniendo estos conceptos en cuenta y existiendo un rango aceptable en el cual no se corre ningún riesgo de entrar en estos casos expuestos, se decidió tomar un valor de referencia de 3mV en la entrada para la realización de los cálculos de la preamplificación.

Se habla de preamplificación ya que posteriormente se realizará una segunda amplificación de la señal. La limitación de amplificación en esta etapa, reside en la existencia de un potencial de componente continua generado entre el electrodo y la piel, comúnmente conocido como potencial de media celda, y que fue comentado en el punto 4.4.2. Según el punto 51.5.1 de la Norma UNE-EN 60601-2-47, el sistema debe ser capaz de responder ante tensiones diferenciales de $6mV_{pp}$ en presencia de un tensión de continua de $\pm 300mV$.

Por tanto, la señal recogida por los electrodos, y consecuentemente la que ve el AMP02 es:

$$V_D = V_{+IN} - V_{-IN} = V_{DC} + V_{AC} = 300 + 3 = 303 \text{ mV} \quad [1]$$

Como se ha comentado, un operacional ve limitada su salida por la alimentación que recibe. Se optó por dotar al sistema de una alimentación de $\pm 9V$, pudiendo ser suministrada mediante una batería, lo que permitirá el traslado del equipo de un lugar a otro. Esta decisión repercute directamente en la amplificación realizada en el AMP02, marcando un límite que no podrá ser rebasado. Si bien se podría amplificar la señal hasta los 9V, no es conveniente hacerlo ya que, tanto las variaciones de tensión como la calidad de los operacionales pueden reducir aún más este valor máximo, con lo que se decidió realizar los cálculos pertinentes para amplificar hasta los 8V.

En la hoja de características del AMP02 se indica la fórmula necesaria para el cálculo de la ganancia mediante el uso de una resistencia:

$$A_D = \left(\frac{50k\Omega}{R_G} \right) + 1 \quad [2]$$

Por lo que tomando como referencia los 8V a la salida, se obtiene la siguiente ganancia diferencial:

$$A_D = \frac{V_{OUT}}{V_D} = \frac{8V}{303mV} = 26,40 \quad [3]$$

Despejando R_G de la ecuación [2]:

$$R_G = \frac{50k\Omega}{A_D - 1} = \frac{50k\Omega}{26,40 - 1} = 1,97k\Omega \quad [4]$$

El valor de esta resistencia estará repartido entre dos resistencias en serie conectadas entre R_{G1} y R_{G2} . Esto es necesario para tener un punto que esté a la tensión de modo común, a partir del cual se colocará la realimentación activa (punto 5.2.2), como se muestra en la siguiente figura:

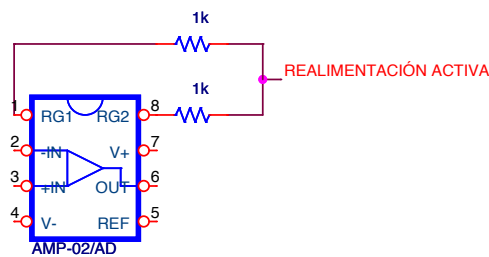


Figura 5.3: Implementación de la ganancia en el AMP02.

El valor de estas resistencias será la mitad del obtenido en [4] ya que están en serie:

$$R_{G1} = R_{G2} = \frac{R_G}{2} = \frac{1,97k\Omega}{2} = 0,985k\Omega \quad [5]$$

Como es lógico no existen todos los valores de resistencias, si bien hay un extenso rango de valores clasificados según su tolerancia. En este caso se decidió utilizar las resistencias con tolerancias del 1% ya que permitirán una mayor precisión. El valor de resistencia normalizada más cercano al hallado en [5] es de $1k\Omega$. Por tanto se calculará la ganancia diferencial, aplicando $R_G=2k\Omega$ en la ecuación [2]:

$$A_D = \left(\frac{50k\Omega}{2k\Omega} \right) + 1 = 26 \quad [6]$$

Y la tensión de salida del AMP02 alcanzará el valor de:

$$V_{OUT} = A_D \cdot V_D = 26 \cdot 303mV = 7,88V \quad [7]$$

Esta tensión contiene tanto la componente continua del potencial de media celda como la componente alterna que es la generada por el músculo y contiene la información verdaderamente importante. Tras la amplificación, la tensión de componente alterna vale:

$$V_{AC} \cdot A_D = 3mV \cdot 26 = 78mV \quad [8]$$

5.2.2 Realimentación activa

Mediante el uso de un tercer electrodo, se reducirán considerablemente las interferencias externas al circuito y se permitirá el paso de las corrientes de polarización del amplificador. La forma más efectiva de realizar la conexión, es conectado el tercer electrodo entre el paciente y un punto de referencia. La toma de tierra reúne las condiciones necesarias para ser un perfecto punto de referencia, si bien es cierto que de haber un fallo de aislamiento en el circuito, esta conexión establece un camino favorable a las corrientes de defecto debido a su baja impedancia. Por ello, la conexión del tercer electrodo conlleva un riesgo a tener en cuenta.

Para aprovechar las ventajas que ofrece el tercer electrodo, se utilizará la técnica de realimentación activa. Esta consiste en conectar el tercer electrodo a un punto con una tensión proporcional a la tensión de modo común del paciente y de signo contrario. Mediante el uso de un operacional que recibirá la señal de modo común en su entrada inversora, se amplificará e invertirá para poder conectarla al tercer electrodo.

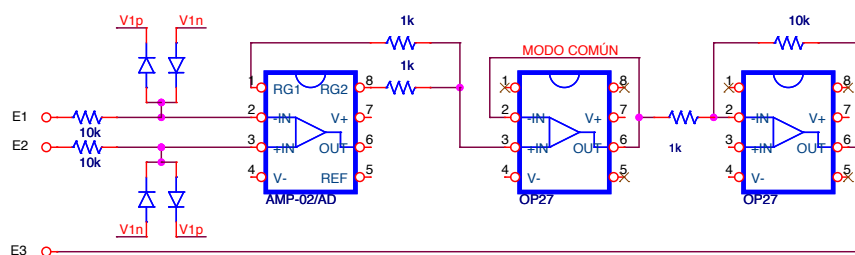


Figura 5.4: Técnica de realimentación activa por el tercer electrodo (E_3).

El punto 'MODO COMÚN' de la imagen, proviene de un seguidor que recoge la señal de modo común en su entrada no inversora. Si se considera oportuno, se podría conectar a este punto el apantallamiento de los cables para reducir las interferencias (ver apartado 4.4.1).

A la hora de realizar los cálculos pertinentes a la realimentación activa, se tendrá en cuenta que el operacional debe tener una configuración de amplificador inversor y cuyo valor también se verá limitado por la alimentación del operacional:

$$A_{RA} = -\frac{R_1}{R_2}$$

Se diseñó el circuito para una ganancia de -10 en la realimentación activa, por lo que el valor de las resistencias se fijó en $R_1=10k\Omega$ y $R_2=1k\Omega$.

5.2.3 Protección del paciente

Para aumentar la seguridad del paciente y mantener la eficiencia del equipo en la adquisición de señales diferenciales, es esencial aislar la parte del paciente del resto del circuito. Para ello se utilizará un amplificador de aislamiento con la tipología que se muestra a continuación:

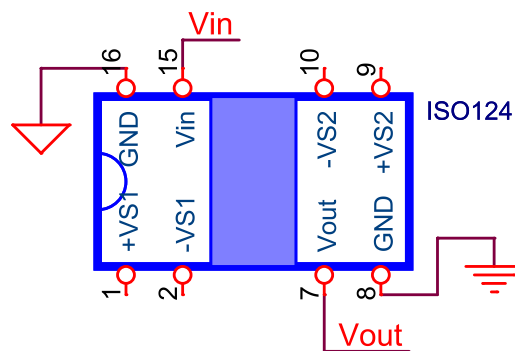


Figura 5.5: Conexiones del ISO124 en el circuito diseñado.

Según la normativa de seguridad para este tipo de equipos, la corriente de fugas que puede atravesar el circuito debe ser menor de $10\mu A$, por lo que habrá que utilizar un amplificador de aislamiento que cumpla este requisito.

El componente ISO124 de la compañía Burr – Brown, cumple con las condiciones de seguridad impuestas. A continuación se muestran alguna de sus especificaciones de aislamiento:

- Tensión de entrada hasta $\pm 10V$.
- Máxima corriente de fugas a $230V_{RMS}$ y $60Hz$ de $0,5\mu A$.
- Tensión de alimentación hasta $\pm 18V$.
- Dos masas aisladas entre sí.

Las hojas de características se incluyen en el CD adjunto.

Como se puede observar en la configuración característica del amplificador aislado, tiene dos alimentaciones referidas a dos masas distintas, por lo que habrá que diseñar un circuito de alimentación acorde a este elemento y que servirá para alimentar las dos partes aisladas del equipo.

5.2.4 Protección del equipo

Con tal de proteger el equipo de medida contra subidas de tensión, se colocaron una serie de diodos 1N4148 en la etapa de entrada de las señales. Se asumió que durante las mediciones el paciente pudiera sufrir una descarga de 200V proveniente de un choque desfibrilatorio, por lo que se colocó una resistencia en serie a los electrodos 1 y 2, de la siguiente manera (fig.5.6) con la intención de limitar la corriente que pudiese circular por los diodos y que estos fuesen capaces de derivar el choque.

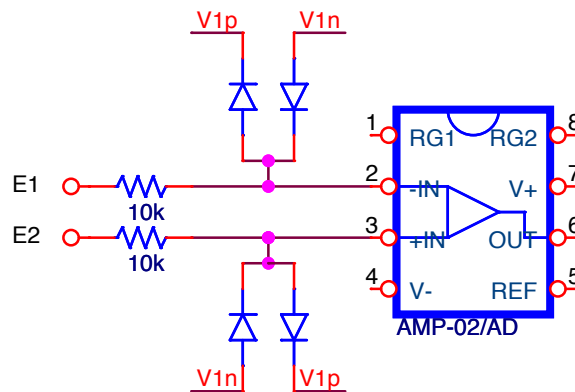


Figura 5.6: Disposición de la protección colocada en la entrada del equipo.

Se realizaron los cálculos pertinentes sabiendo que la máxima corriente en conducción continua que soportaban los diodos disponibles era de 20mA:

$$R = \frac{U}{I} = \frac{200V}{20mA} = 10k\Omega$$

Limitando la corriente de paso por los diodos, se limita también la potencia que serán capaces de disipar pudiendo asegurar su funcionamiento ante varios choques, si se diese la situación.

5.3 Diseño del circuito de alimentación

Los amplificadores operacionales que se utilizarán para la caracterización del sistema, poseen un rango de alimentación comprendido entre $\pm 12V$ aproximadamente, dentro del cual operan de una manera fiable. Debido a las dos polaridades a las que debe alimentarse cada uno de estos elementos y al aislamiento que debe existir entre dos bloques del circuito, se decidió alimentar el sistema con $+9V$ (tal como se indicó en el punto 5.2.1) referidos a tierra.

Para obtener la tensión inversa de $-9V$ con respecto a tierra, se procedió a la búsqueda de un inversor de carga que pudiese operar en este rango de tensiones y que lo hiciese de manera eficaz. Tras consultar varios catálogos se decidió escoger el inversor MAX1044 de Maxim Integrated con las características que se muestran:

- Rango de tensiones de funcionamiento de $1,5V$ a $10V$.
- 98% de eficiencia en la conversión de tensión.

Las hojas de características se incluyen en el CD adjunto. En ellas se puede observar el montaje para aplicaciones determinadas. Para esta aplicación se extrajo de su *datasheet* el siguiente montaje para un convertidor de voltaje negativo:

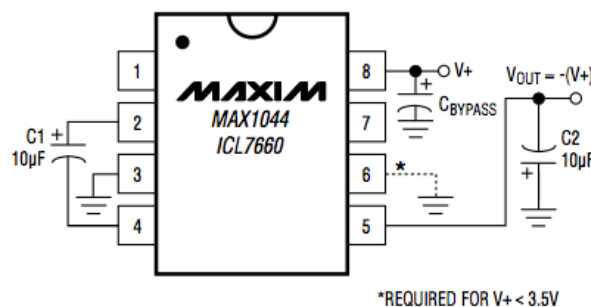


Figura 5.7: Montaje recomendado por el fabricante para un convertidor de tensión negativa.

Como se comentó en el apartado 5.2.3, estas tensiones de alimentación deben estar referidas a dos masas distintas, una de ellas será la masa de tierra y la otra se denotará como masa aislada. Para conseguir este aislamiento se podría alimentar las dos partes del circuito con dos alimentaciones independientes, aunque no resultaría práctico, por lo que la opción más recomendable pasa por instalar un convertidor de tensión continua con aislamiento. Encarecerá el coste y puede ser una fuente de ruido debido a la conmutación de sus componentes internos, pero se tomarán medidas para reducirlo.

El papel de este convertidor es tomar la tensión de $+9V$ en la parte referida a tierra, y generar dos tensiones de $+9V$ y $-9V$ que estén referidas a una masa aislada, la cual será proporcionada por el convertidor.

Para las características ya definidas de este equipo, se eligió el convertidor PWR1726 de Murata, con las siguientes especificaciones eléctricas:

- Tensión de trabajo comprendida entre $7V_{DC}$ y $16V_{DC}$.
- Compatible con la adquisición de datos biomédicos.
- $|-V_{OUT}| \approx |+V_{OUT}| \approx +V_{IN}$

Las hojas de características se incluyen en el CD adjunto.

Este componente será el encargado de suministrar la alimentación de la parte conectada al paciente, que estará aislada del resto del circuito y referida a una masa aislada.

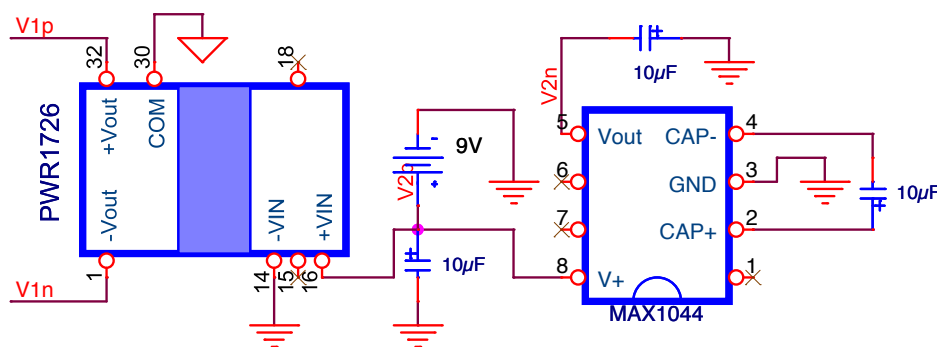


Figura 5.8: Diseño informático del circuito de alimentación del equipo.

Ahora bien, sólo falta asegurar que la alimentación que llega a los integrados no presente variaciones en su valor, pues estas fluctuaciones afectarían de manera negativa en la señal, deformando su valor. Estas variaciones pueden producirse debido a malos contactos entre los elementos soldados a la PCB o incluso deberse a defectos en algún componente o en propia fuente de alimentación. A efecto de paliar este problema, se instalarán condensadores en cada una de las alimentaciones de cada integrado. Dichos condensadores reducen las variaciones en la amplitud de la tensión, oponiéndose a su aumento o disminución mediante la absorción o entrega de tensión respectivamente. Así se podrá asegurar una alimentación continua y sin rizado en su valor.

Se utilizarán dos tipos de condensadores, electrolítico de $10\mu F$ y cerámico de $10nF$. El primero filtrará las variaciones de altas frecuencias y el segundo hará lo propio con las de bajas frecuencias. Conviene saber que los condensadores electrolíticos soportan tensiones entre sus bornes en un solo sentido, con lo que habrá que fijarse a la hora del montaje en hacer coincidir su parte negativa con la tensión negativa y de igual forma con la positiva, de lo contrario podrían quemarse e incluso estallar.

A continuación se muestra la instalación de los condensadores en la alimentación de un integrado:

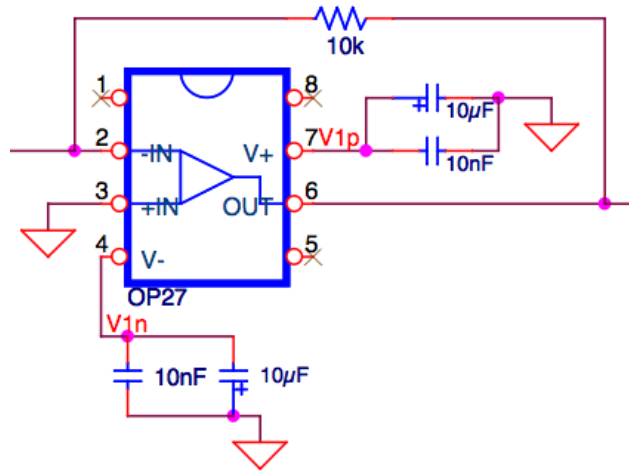


Figura 5.9: Colocación de condensadores en la alimentación de los integrados.

5.4 Diseño de las Etapas de Filtrado

Como se ha indicado con anterioridad, las señales captadas mediante los electrodos se hallan en un rango específico de frecuencias y con una baja amplitud. En estas etapas se recurrirá a distintas configuraciones de filtrado en frecuencia para conseguir aislar la señal recogida, permitiendo amplificar únicamente aquellas que se encuentran en el rango comprendido entre 0,05Hz y 250 Hz. Por ello será necesaria la colocación de tres filtros diferenciados con los siguientes cometidos:

- Filtrar la señal de continua debida al contacto de los electrodos con la piel.
- Filtrar la frecuencia de la red eléctrica, en este caso 50Hz.
- Filtrar frecuencias altas generadas por los componentes electrónicos.

Los filtros electrónicos se caracterizan por su comportamiento en relación a la frecuencia de corte para la que están configurados. En la siguiente imagen se muestra el comportamiento de tres tipos de filtro de segundo orden:

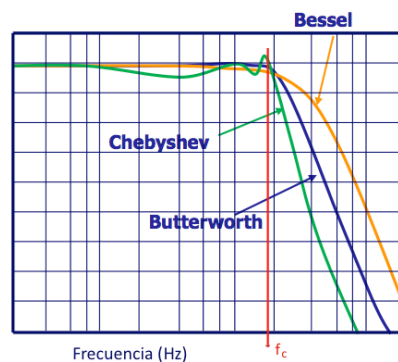


Figura 5.10: Comportamiento de distintos tipos de filtro electrónico. [7]

Para la aplicación que tendrá este equipo se decidió trabajar con filtros de tipo Butterworth de segundo orden debido a su respuesta plana en la banda pasante, así como una pendiente considerable en la atenuación. En los siguientes puntos se procederá a la explicación detallada de cada uno de los filtros que se diseñarán, mostrando además su morfología.

Durante el diseño de los distintos filtros, fue de gran utilidad la información proporcionada por la página web <http://sim.okawa-denshi.jp/en>, dedicada al diseño y análisis de filtros electrónicos. Gracias a ella se pudo verificar los valores obtenidos de resistencias y condensadores, así como la respuesta en frecuencia de los filtros.

Cada filtro estará formado por una serie de condensadores y resistencias conectadas a un amplificador operacional, de forma que la señal entre por la parte no inversora y mantenga su signo a la salida. Los amplificadores operacionales escogidos para esta aplicación fueron los OP27, con las siguientes características:

- Bajo ruido, $0,2\mu\text{V}$ a una frecuencia de 50Hz.
- CMRR 126dB.
- Tensión de alimentación hasta $\pm 22\text{V}$.

Las hojas de características se incluyen en el CD adjunto. A continuación se muestra una imagen con el patillaje del OP27 incluida también en sus hojas de características:

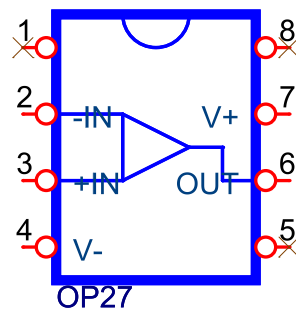


Figura 5.11: Patillaje del OP27.

5.4.1 Filtro paso alto

El objetivo de este filtro es atenuar las señales con una frecuencia menor a la de corte. Como se comentó en el apartado 5.2.1, existe un potencial de componente continua generado por el contacto entre el electrodo y la piel, que debe ser eliminado ya que interfiere en la señal que contiene la información relevante.

Para ello se hará uso la siguiente configuración de filtro paso alto:

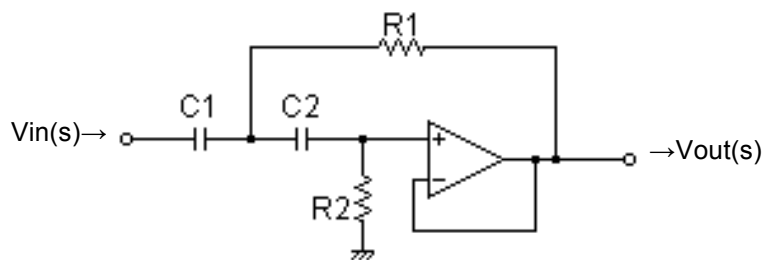


Figura 5.12: Configuración básica para filtro paso alto de 2º orden. [8]

A la hora de fijar la frecuencia de corte se tuvo en cuenta que podían verse afectadas aquellas señales de bajas frecuencias, cuya información no debería ser despreciada. Por ello se decidió que un valor de corte de 0,05Hz era suficiente para que el filtro cumpliera su cometido sin alterar las señales de EMG de baja frecuencia.

Una vez fijada la frecuencia de corte, se procedió al cálculo de los elementos pasivos del filtro. Concretamente en esta configuración, se adopta el mismo valor para ambos condensadores y distinto valor para las resistencias. A partir de la relación que se muestra a continuación pueden determinarse los valores de ambos:

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad [1]$$

Al ser el mismo valor para C_1 y C_2 se fijó en $10\mu\text{F}$ ya que es un valor suficientemente alto para un condensador no polarizado, necesario para esta aplicación. Como puede observarse en la ecuación [1], conforme aumenta el valor de los componentes pasivos, disminuirá el valor de la frecuencia de corte, que es precisamente el objetivo. Por tanto al despejar los valores de C en [1], se tiene:

$$f_c = 0,05\text{Hz} = \frac{1}{2\pi \cdot 10\mu\text{F} \sqrt{R_1 R_2}}$$

Solo restaba hallar el valor de las resistencias. Al tratarse de un filtro Butterworth de paso alto, se utilizaron las ecuaciones que relacionan el valor de la frecuencia de corte con la capacidad de los condensadores y el valor de ambas resistencias. Estas ecuaciones son:

$$R_1 = \frac{R_1^*}{2\pi \cdot f_c \cdot C} \quad [2]$$

$$R_2 = \frac{R_2^*}{2\pi \cdot f_c \cdot C} \quad [3]$$

Con:

$$R_1^* = 0,7072 \quad ; \quad R_2^* = 1,414$$

Por lo que resolviendo [2] y [3] con estos valores, se obtuvo el valor teórico de las resistencias a colocar en el filtro.

$$R_1 = \frac{R_1^*}{2\pi \cdot f_c \cdot C} = \frac{0,7072}{2\pi \cdot 0,05\text{Hz} \cdot 10\mu\text{F}} = 225,109\text{k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{R_2^*}{2\pi \cdot f_c \cdot C} = \frac{1,414}{2\pi \cdot 0,05\text{Hz} \cdot 10\mu\text{F}} = 450,1\text{k}\Omega$$

Si bien estos valores no existen en la realidad, se procuró tomar los valores normalizados más próximos a los hallados en las respectivas ecuaciones anteriores, resultando:

$$R_1 = 220\text{k}\Omega \quad ; \quad R_2 = 470\text{k}\Omega$$

Calculando ahora la frecuencia de corte con los valores normalizados, se obtiene la que en teoría debería de ser la frecuencia de corte inferior del equipo. Operando en [1]:

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot 10\mu\text{F} \cdot \sqrt{220\text{k}\Omega \cdot 470\text{k}\Omega}} = 0,049\text{Hz} \approx 0,05\text{Hz}$$

La siguiente imagen muestra la caracterización del filtro en el diseño realizado:

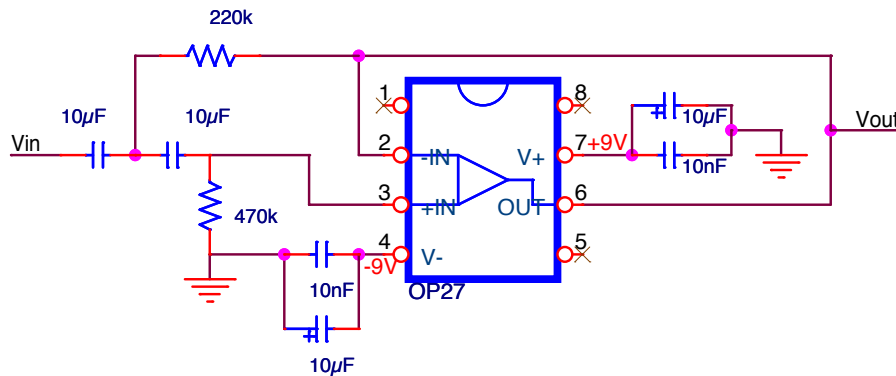


Figura 5.13: Diseño informático del filtro paso alto.

5.4.2 Filtro Notch

El acoplamiento de la red eléctrica con el cuerpo humano genera una interferencia de magnitud considerable que afecta negativamente a la toma de medidas. Es por ello que debe implementarse un filtro que sea capaz de eliminar la frecuencia de la red, en este caso 50 Hz. Si bien este filtro no debe estar activo siempre ya que afectaría a la ganancia total del sistema y atenuaría las señales de EMG en ese rango de frecuencias, con lo que se dispondrá de un pulsador para poder conectar o no este filtro.

El funcionamiento del pulsador podría resumirse en la siguiente imagen:

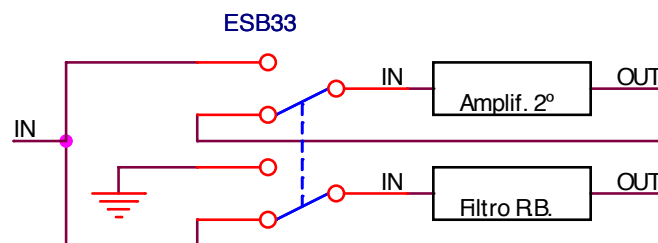


Figura 5.14: Esquema de conmutación diseñado para el pulsador.

Como puede observarse, la conmutación entre las dos posiciones del pulsador permite el paso, a la señal proveniente del lado izquierdo, a través del filtro y posteriormente por el amplificador o simplemente a través del amplificador.

Procediendo de igual manera que en el apartado anterior, se realizaron los cálculos pertinentes a la determinación de valores de resistencias y condensadores presentes en el filtro.

Como bien se ha comentado, este filtro se implementa a la hora de eliminar una frecuencia concreta, por lo que se conoce como filtro de rechazo o filtro Notch. Presenta la siguiente morfología:

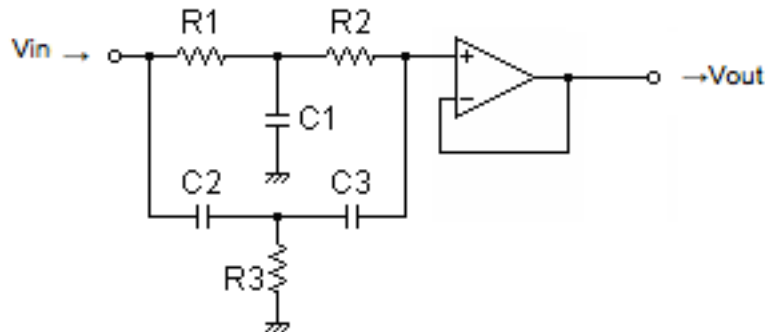


Figura 5.15: Configuración básica para filtro Notch de 2º orden. [8]

Para el cálculo de los componentes pasivos del circuito, la ecuación del filtro Butterworth de segundo orden que los relaciona con la frecuencia, es la que se muestra a continuación:

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C} \quad [1]$$

Siendo:

$$R = R_1 = R_2 = 2R_3 \quad ; \quad C = C_2 = C_3 = C_1/2$$

Por lo que fijando un valor de C, restaría calcular el valor de R. Se consideró fijar primeramente el valor de los condensadores por existir mayor rango de elección en el valor de las resistencias, por lo que se realizaron los cálculos para $C=560\text{nF}$ obteniendo mediante la ecuación [1], $R=5,68\text{k}\Omega$. Escogiendo los valores normalizados más próximos se obtuvo el valor final de cada componente:

$$R_1 = R_2 = R = 5,6\text{k}\Omega \quad ; \quad R_3 = R/2 = 2,7\text{k}\Omega$$

$$C_2 = C_3 = C = 560\text{nF} \quad ; \quad C_1 = 2 \cdot C = 1\mu\text{F}$$

Posteriormente, aplicando la ecuación [1] se calculó la frecuencia de corte con los valores normalizados:

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot 5,6\text{k}\Omega \cdot 560\text{nF}} = 50,75\text{Hz}$$

La siguiente imagen muestra la caracterización del filtro en el diseño realizado:

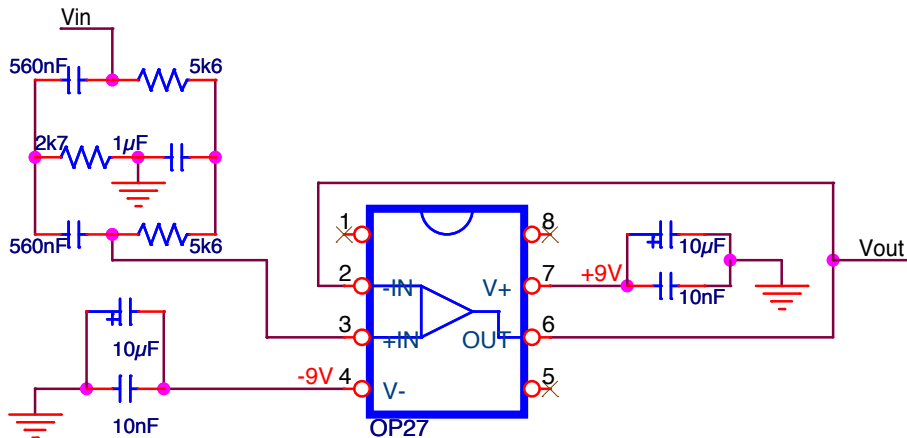


Figura 5.16: Diseño informático del filtro Notch.

5.4.3 Filtro paso bajo

La última etapa de filtrado tiene como función eliminar todas aquellas frecuencias fuera del rango de estudio, dejando pasar aquellas que se encuentran por debajo de la frecuencia de corte. La actuación de este filtro nos permitirá ver una señal más clara y libre de aquellas altas frecuencias que en este caso no son objeto de estudio. En este caso de estudio, se tomará como frecuencia de corte los 250Hz, a partir de la cual la información en las señales obtenidas decrece conforme aumenta la frecuencia.

De forma inversa al filtro paso alto visto con anterioridad, la morfología de este filtro se muestra esta imagen:

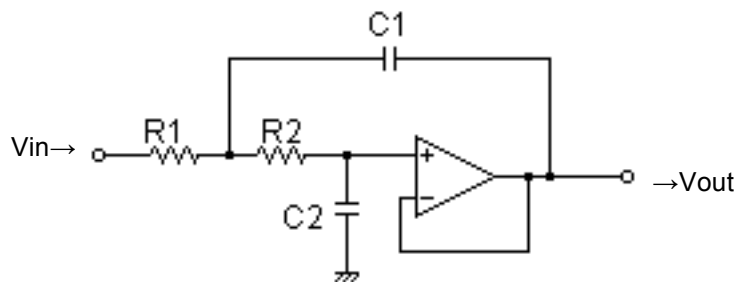


Figura 5.17: Configuración básica para filtro paso bajo de 2º orden. [8]

Una vez definida la tipología del filtro se inició el cálculo de los valores de resistencias y condensadores. De manera contraria a las anteriores, esta vez se fijó el valor de las resistencias debido a que para esta configuración se debe cumplir que tengan el mismo valor, siendo distinto el de los condensadores.

La siguiente ecuación relaciona los valores de los componentes pasivos con la frecuencia de corte deseada:

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad [1]$$

Tomando como referencia los valores del filtro de rechazo calculado en el apartado anterior, se tomó el valor de R_1 y R_2 en $5,6k\Omega$. Como se observa en la ecuación [1], cuanto más se reduce el denominador, mayor será la frecuencia de corte. Por tanto, colocando los valores de R_1 y R_2 en la ecuación, queda de la siguiente manera:

$$f_c = 250Hz = \frac{1}{2\pi \cdot 5,6k\Omega \sqrt{C_1 C_2}}$$

Llegados a este punto, bastaría con despejar los valores de C_1 y C_2 mediante las ecuaciones para filtros Butterworth de paso bajo, que son las siguientes:

$$C_1 = \frac{C_1^*}{2\pi \cdot f_c \cdot R} \quad [2]$$

$$C_2 = \frac{C_2^*}{2\pi \cdot f_c \cdot R} \quad [3]$$

Siendo:

$$C_1^* = 1,414 \quad ; \quad C_2^* = 0,7071$$

Con lo que resolviendo [2] y [3] con estos valores se obtuvo el valor teórico de los condensadores a colocar en el filtro.

$$C_1 = \frac{C_1^*}{2\pi \cdot f_c \cdot R} = \frac{1,414}{2\pi \cdot 250Hz \cdot 5,6k\Omega} = 160,74nF$$

$$C_2 = \frac{C_2^*}{2\pi \cdot f_c \cdot R} = \frac{0,7071}{2\pi \cdot 250Hz \cdot 5,6k\Omega} = 80,38nF$$

Al no existir estos valores en la realidad, se tomaron aquellos normalizados, teniendo en cuenta que fuesen lo más próximos a su valor teórico, quedando de la siguiente manera:

$$C_1 = 150nF \quad ; \quad C_2 = 82nF$$

Calculando ahora la frecuencia de corte con los valores normalizados, se obtiene la que en teoría debería de ser la frecuencia de corte superior del equipo. Operando en [1]:

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot 5,6k\Omega \sqrt{150nF \cdot 82nF}} = 256,26Hz$$

La siguiente imagen muestra la caracterización del filtro en el diseño realizado:

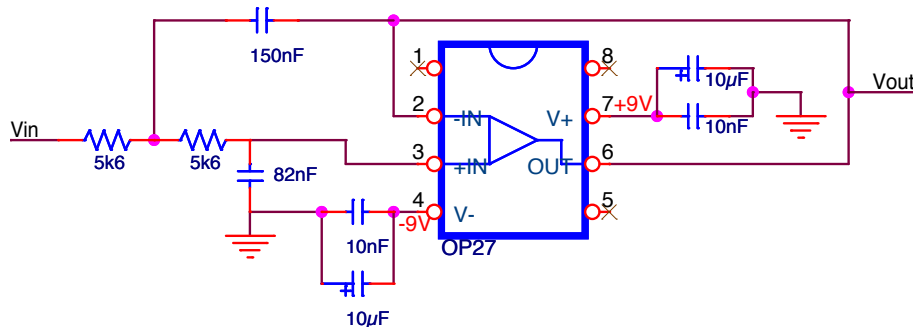


Figura 5.18: Diseño informático del filtro paso bajo.

5.5 Diseño de la Amplificación

Como se explicó en el punto 5.2.1, las pequeñas señales captadas por los electrodos debían ser preamplificadas lo antes posible para evitar la amplificación de ruidos internos. Para ello se diseñó una primera etapa que elevó la amplitud de la señal diferencial hasta los 70-80mV. Posteriormente se aplicaron a esta señal los filtros de paso alto (para eliminar la componente continua de la señal) y de rechazo (para eliminar la frecuencia de la red, sólo si era necesario).

En estos momentos la señal debería contener toda la información de las frecuencias situadas por encima de los 0,05Hz, y además amplificadas del orden de 26 veces su valor en la entrada.

Para poder visualizarlas de una manera lo más nítida y clara posible, es necesario aumentarlas aún más, hasta alcanzar un valor del orden de voltios. Por ello se diseñará un amplificador no inversor, colocado tras la primera etapa de amplificación y con la siguiente configuración:

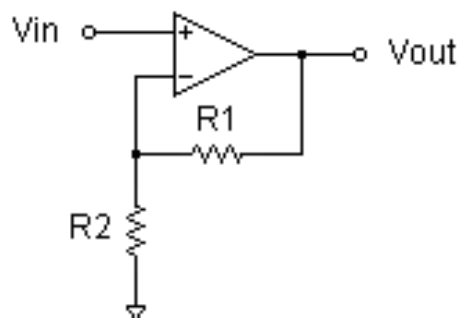


Figura 5.19: Configuración básica para amplificador no inversor. [8]

La ganancia diferencial del sistema será el producto entre esta ganancia y la de la etapa de preamplificación. Para que la señal diferencial recogida alcance el valor de voltios hay que amplificarla 1000 veces por lo que la ganancia de este amplificador se calcula mediante la siguiente relación:

$$A_{2^a} = \frac{1000}{A_D} = \frac{1000}{26} = 38,46 \approx 40 \quad [1]$$

Se consideró adoptar un valor de ganancia próximo a 40, por lo que el valor de las resistencias se obtiene de la siguiente ecuación:

$$A_{2^a} = 40 = 1 + \left(\frac{R_1}{R_2}\right) \quad [2]$$

Tomando los valores para ambas, siendo $R_1=39k\Omega$ y $R_2=1k\Omega$. Resultando finalmente una ganancia teórica total de 1040, cuya equivalencia en dB se calcula de la siguiente forma:

$$A_{TOTAL}(dB) = 20 \cdot \log(A_D \cdot A_{2^a}) = 20 \cdot \log(26 \cdot 40) = 20 \cdot \log(1040) \approx 60,3dB \quad [3]$$

La siguiente imagen muestra la caracterización del filtro en el diseño realizado:

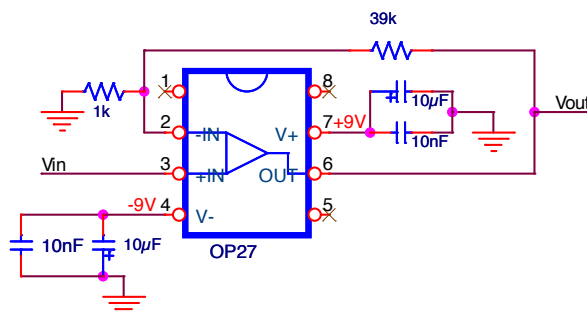


Figura 5.20: Diseño informático de la amplificación secundaria.

5.6 Diseño Informático de la Placa de Circuito Impreso (PCB)

Realizados los cálculos pertinentes a cada una de las etapas del sistema de adquisición, sólo restaba su implementación física. Para ello, fue necesario el uso de un software informático que permitiese desarrollar el circuito e imprimirlo en una placa de circuito impreso.

Se escogió el software informático de la firma OrCAD®, que dispone de múltiples herramientas para el diseño de circuitos electrónicos. Previamente se consultó material escrito¹ y audiovisual² referido al uso del software, con el fin de obtener las nociones básicas para el correcto manejo de los programas de los que se hablará en los siguientes puntos.

5.6.1 Implementación del Esquemático con OrCAD® Capture

OrCAD® Capture es un software enfocado al diseño de circuitos esquemáticos, si bien tiene otros aplicativos, en este trabajo se utilizó con ese fin y para la posterior exportación del diseño realizado.

Capture cuenta con una amplia gama de bibliotecas, en las cuales se pueden encontrar multitud de componentes electrónicos, por lo que en la etapa inicial del diseño informático se procedió a la localización de todos los componentes del circuito diseñado, como son los OP27, AMP02, etc.

Por desgracia no se encontraron los componentes relativos al pulsador ESB33 del filtro de rechazo ni al ISO124 en las bibliotecas básicas, por lo que se decidió realizar manualmente el diseño informático, asemejándolos a la morfología de sus integrados reales. Esto presentará un pequeño problema que se comentará en el segundo párrafo del punto 5.6.2.

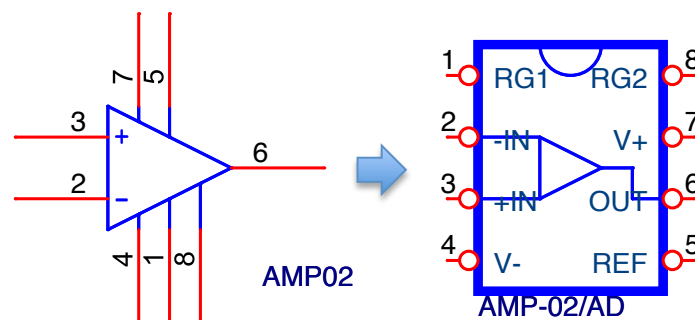


Figura 5.21: Diseño por defecto en la biblioteca de OrCAD® Capture y diseño manual.

¹ RAMOS PEINADO, G. (2008). *Diseño electrónico con OrCAD*. Valencia: SPUPV.

² Prontuarios de OrCAD impartidos por Miguel Ángel Garrea Torres:

<https://riunet.upv.es/browse?authority=720&type=author>.

Una vez diseñados todos los componentes, se conectaron todos los elementos del circuito tal y como se realizó en el diseño sobre el papel, diferenciando la parte de procesado de la señal y la del circuito de alimentación. Puede observarse el resultado final en el plano nº1 incluido en el documento “Planos”.

La importancia de este esquemático, reside en dos aspectos fundamentales; el primero de ellos es que es completamente necesario para la posterior distribución de los componentes sobre la placa de circuito impreso, y el segundo aspecto a destacar es la facilidad con la que se podrán comprobar posteriormente cada una de las conexiones realizadas en el siguiente punto.

5.6.2 Distribución de Componentes con OrCAD® Layout

OrCAD® Layout enfoca su aplicación al diseño físico de los circuitos electrónicos, permitiendo al usuario la generación de las pistas de conexión entre los distintos componentes.

Las bibliotecas de OrCAD® Capture, contienen las entradas y salidas de una amplia gama de componentes, así como sus huellas (*footprint*), que son básicamente las dimensiones del componente en cuestión. Debido a que se realizaron manualmente cada uno de los componentes, a fin de parecerse a sus integrados reales, ninguno de ellos contenía su '*footprint*' asociado por defecto. Esto se solucionó de una manera eficaz gracias al editor de huellas en la librería de OrCAD® Layout. Gracias a esta herramienta, se generaron los '*footprint*' de todos los componentes del circuito, incluyendo las regletas de entrada, los agujeros para los apoyos de la placa. Se muestra a continuación la interfaz del editor durante el diseño de las huellas:

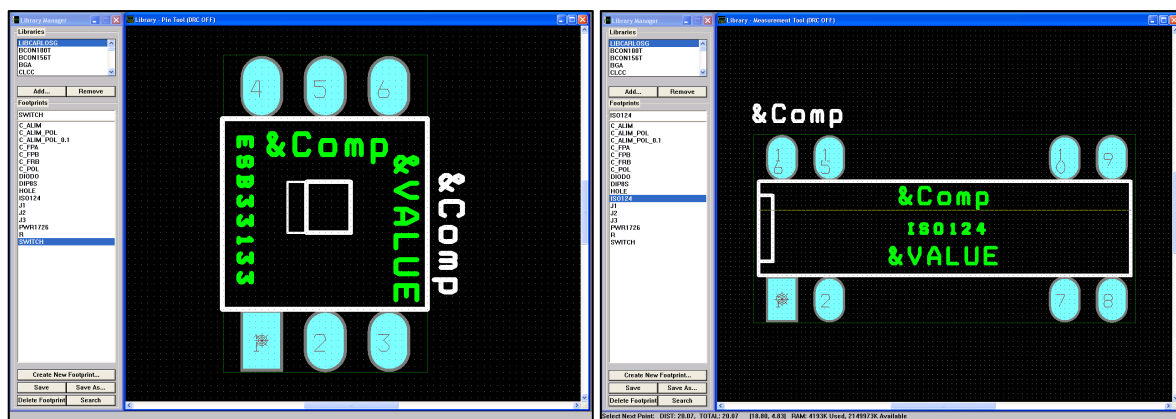


Figura 5.22: Proceso de edición de los '*footprints*' del pulsador y el ISO124 en OrCAD® Layout.

Para poder exportar el archivo con la información de las conexiones realizadas en el esquemático al OrCAD® Layout, todos los componentes deben tener asociado un '*footprint*' característico, que contemple las dimensiones del componente y la nomenclatura de su patillaje.

Una vez creadas y asociadas todas las huellas a sus respectivos componentes en el esquemático, pudo realizarse la importación del archivo Netlist generado en OrCAD® Capture.

Inicialmente el OrCAD® Layout muestra de forma clasificada, todos los componentes que se instalarán en la placa incluyendo sus conexiones o 'nets', mediante líneas amarillas. Estas hacen referencia directa a todas las líneas de conexión que pueden observarse en el esquemático, como pueden ser las conexiones de la alimentación positiva y negativa, conexiones entre componentes y las conexiones a masa. Además muestra un cajetín con el número de agujeros que deben ser realizados en la placa.

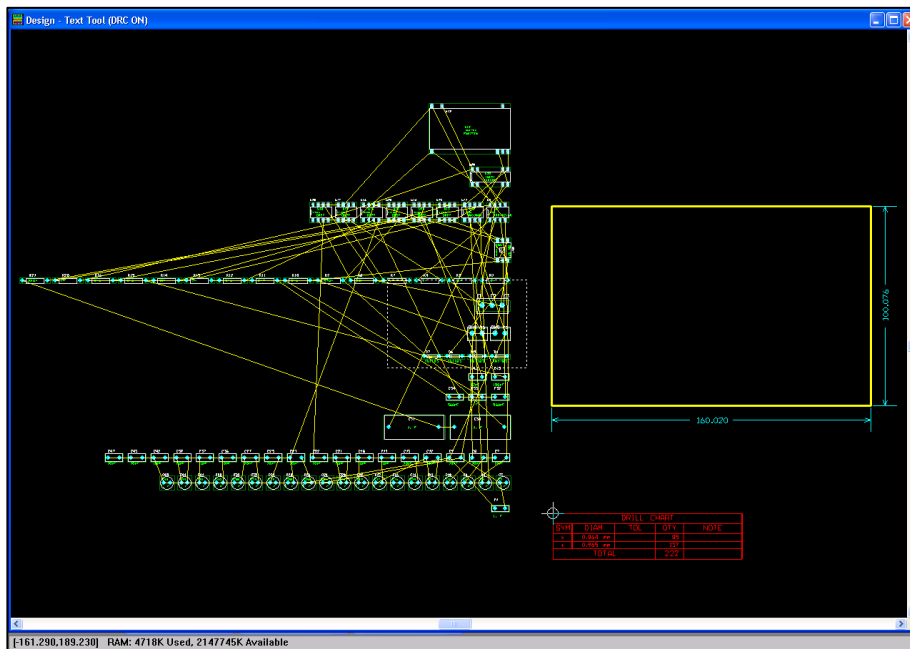


Figura 5.23: Distribución inicial de componentes en OrCAD® Layout.

Como se observa en la captura anterior, se dibujó un rectángulo con las dimensiones deseadas para el tamaño de la placa. Seguidamente se procedió a la distribución de los componentes dentro del área delimitada, tomando especial cuidado en colocar las regletas de entrada y salida del circuito de forma que fuesen fácilmente accesibles tras el montaje de la placa. Así mismo se tuvo en consideración la existencia de dos zonas diferenciadas del circuito; la etapa diferencial conectada al paciente y el resto de etapas para el procesado de la señal.

El siguiente paso fue el trazado de las pistas, para lo cual se deshabilitaron las 'nets' de alimentación y masa, a fin de realizar el conexionado por etapas y de una manera más eficaz. Algunos de los elementos que debían ser colocados en zócalos, presentan una gran dificultad para ser soldados en la cara de componentes, por lo que su trazado se realizó en la cara de soldadura. Una vez realizadas las conexiones principales entre todos los elementos, se habilitaron de nuevo las 'nets' de las alimentaciones, cuyo trazado tuvo que adaptarse al realizado previamente. El grosor de las pistas se estableció en 0,8mm para conseguir una buena calidad de revelado, ya que grosores menores podrían resultar en falta de cobre en algunas zonas, creando cortes indeseables entre las conexiones.

Como se vio en el apartado 5.2.3, se necesita una masa aislada, la cual servirá para referir a ella los componentes conectados en la etapa diferencial, mientras que el resto se referirán a la masa de tierra. Para facilitar la conexión de los componentes a sus respectivas masas, se crearon dos planos independientes (1) y (2) como puede observarse en la figura 5.25. También se diseñó un tercer plano de masa (3) que cubre la superficie ocupada por los componentes de la etapa diferencial. Este tercer plano de masa se conectó a la tensión de modo común de sistema, con la intención de apantallar a los componentes situados en él, reduciendo las interferencias de la red.

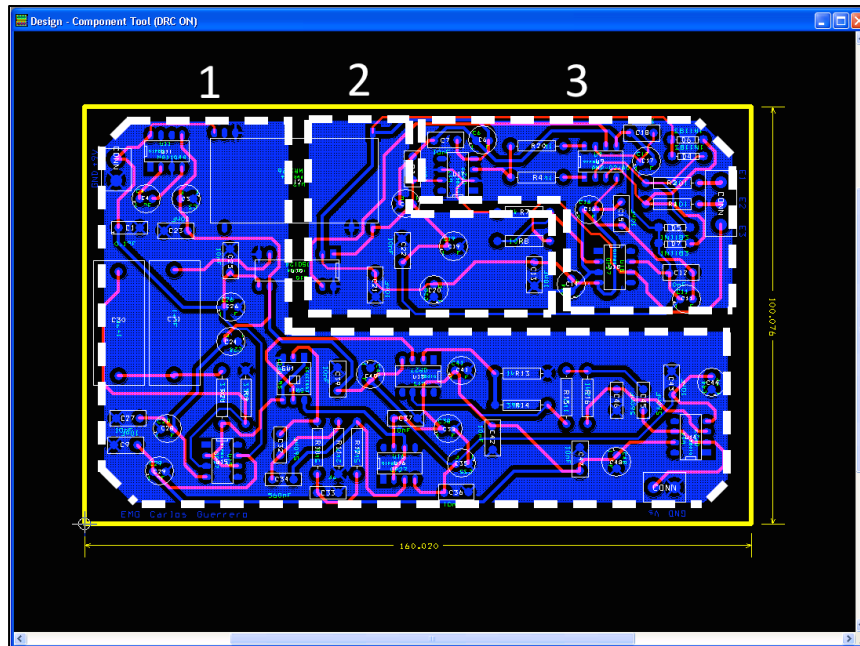


Figura 5.24: Distribución final de componentes en OrCAD® Layout.

En la siguiente imagen se muestra la distribución de los componentes sobre la PCB, identificando con colores las distintas zonas de la placa.

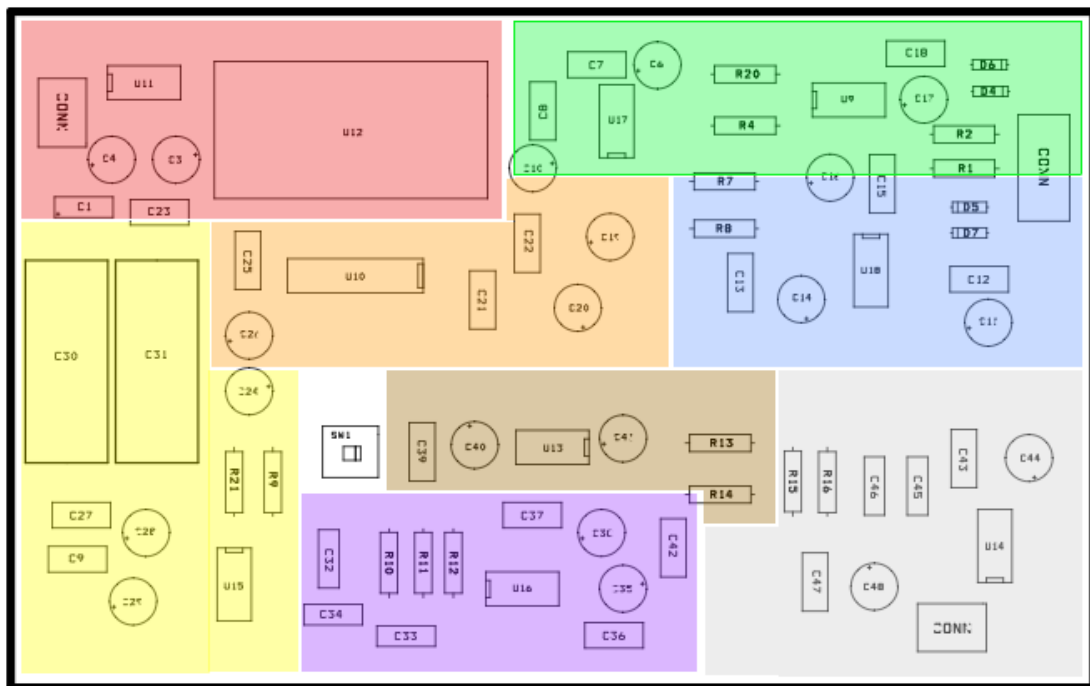
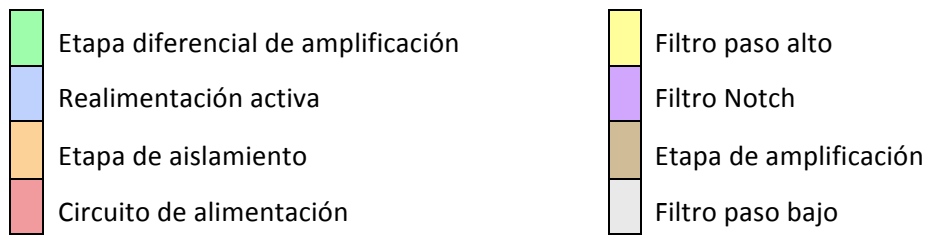


Figura 5.25: Localización de etapas en la PCB.

En el apartado “Planos” se puede visualizar el rutado de las conexiones, los planos de masa y la situación de componentes en los planos nº 1, nº 2 y nº 3.

5.7 Construcción de la Placa de Circuito Impreso

El proceso de materialización del circuito consta de dos partes diferenciadas, la primera de ellas consistirá en imprimir el diseño realizado con OrCAD® Layout en una placa virgen, para en la segunda etapa, mecanizar los agujeros para los componentes y realizar su montaje.

5.7.1 Impresión y Revelado

Las placas de circuito impreso están compuestas principalmente por materiales aislantes, como la baquelita o la fibra de vidrio, recubiertas en ambas caras por una película de cobre de unos 30µm de espesor. En este caso se decidió utilizar una placa virgen con unas medidas estándar de 160x100(mm) con un adhesivo opaco a la luz que protege ambas caras. La función de este adhesivo es evitar el contacto de la luz con el barniz fotosensible que recubre el cobre, y gracias al cual se conseguirá trasladar el diseño informático a la placa.

Inicialmente se realizó la impresión de las caras superior e inferior del circuito diseñadas en dos hojas de acetato transparente. Fue muy importante asegurarse de que la escala de impresión fuese a tamaño real.

Una vez comprobada la escala de las dos caras impresas en acetato, se procedió a superponerlas entre sí, creando un sobre con trozos de celo, en el cual se introduciría la placa virgen. En este paso es imprescindible que ambos diseños queden perfectamente alineados entre sí de modo que coincidan todos los agujeros de la placa.

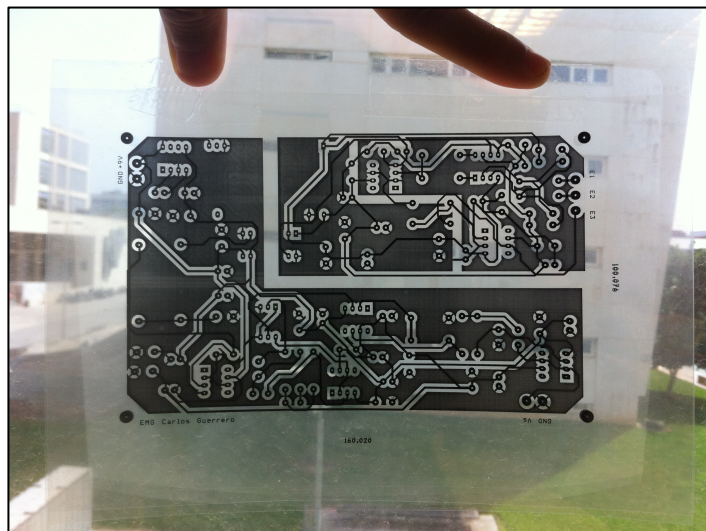


Figura 5.26: Alineando las impresiones en el papel de acetato.

A continuación se retiraron los adhesivos de protección de la placa y se introdujo entre las

impresiones realizadas con acetato. Todo ello se colocó en el interior de la insoladora (fig.5.27). Esta máquina posee unas lámparas que emiten radiación ultravioleta, la cual elimina las moléculas de barniz protector sensibles a la luz. Por tanto aquellas zonas descubiertas de la placa pierden la protección que aporta el barniz, dejando el cobre desprotegido mientras que las zonas bajo el diseño mantienen la protección para las etapas posteriores. La insoladora cuenta además con un sistema de vacío que evita la separación entre las láminas de acetato y la placa, evitando fallos en la impresión.



Figura 5.27: Preparación para el proceso de insolación de la placa.

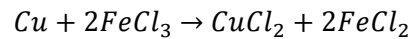
Con la placa insolada, podía apreciarse muy levemente el diseño sobre el cobre, debido al barniz de protección que no había sido eliminado en la etapa anterior. En este momento se introdujo la placa en una solución caliente de sosa cáustica para eliminar los restos de barniz descompuesto aún adherido a la placa. La temperatura y las burbujas en la cubeta hacen la función de catalizador durante este proceso. La placa se iba extrayendo en periodos de 15 segundos para comprobar su estado, hasta conseguir que el diseño se viese con suficiente claridad. Esto era un indicador de que la capa de barniz debilitada ya había sido eliminada.



Figura 5.28: Cubetas de revelado y atacado de izquierda a derecha.

Posteriormente se aclaró la placa en una cubeta con chorros de agua a presión con el fin de eliminar los restos de sosa y dejar la placa lista para su introducción en una cubeta con una solución de cloruro férrico.

En esta cubeta se produce el ataque químico del cobre que ha quedado desprotegido, eliminándolo por completo de la placa y permaneciendo el cobre de aquellas zonas protegidas durante la insolación. La reacción química que tiene lugar en la cubeta es la siguiente:



Tras el atacado químico se procedió al aclarado mediante agua a presión para eliminar los restos de ácido presentes en la placa. Una vez libre de ácido pudo comprobarse visualmente la calidad de las pistas y los planos de masa.

Finalmente se frotó la placa con alcohol etílico para eliminar cualquier resto del barniz fotosensible que pudiese complicar la soldadura posterior de los componentes. Tras este acondicionamiento de la placa se comprobó la ausencia de cortocircuitos entre las masas y los circuitos de alimentación mediante un multímetro en su modo de continuidad, que emite un sonido cuando existe dicha continuidad.

A modo ilustrativo cabe destacar la existencia de otros métodos en los que no es necesario el proceso de revelado, como sucede en el método mecánico. En este método, una fresadora automatizada traza las pistas sobre la placa siendo capaz de conseguir grosores de hasta 0,3mm (en este trabajo, se tuvo que aplicar un grosor de 0,8mm para asegurar una buena calidad tras el revelado). Este método resulta extremadamente útil en la producción de grandes lotes de unidades, es por ello que es el más utilizado por empresas fabricantes de circuitos electrónicos.

5.7.2 *Mecanizado y Montaje de Componentes*

Para la impresión del diseño en las hojas de acetato, se seleccionó la opción “keep drill holes open” que ofrece OrCAD® Layout. Al activar esta opción, se deja un pequeño agujero sin tinta en todos aquellos puntos en los que se debe introducir la patilla de algún componente. Esto es de gran ayuda en esta etapa de taladrado, pues indica de manera inequívoca la situación de los agujeros a taladrar, además reduce la resistencia al paso de la broca al no tener esta que pasar a través del cobre.

Se utilizaron tres tipos de broca:

- 0,6mmØ para los pines de los zócalos, resistencias y condensadores.
- 1mmØ para las regletas de conexión.
- 3,5mmØ para los tornillos de apoyo de la placa.

En primer instancia se realizó el taladrado de todos los agujeros, para posteriormente colocar los tornillos de apoyo en las cuatro esquinas y comenzar el proceso de soldadura de los componentes, gracias a un soldador de estaño.

Inicialmente se soldaron zócalos de 8 pines a los cuales se conectarían los integrados, si bien esta decisión podía afectar al rendimiento de los componentes aunque se consideró necesario para evitar dañarlos durante el proceso de soldadura.

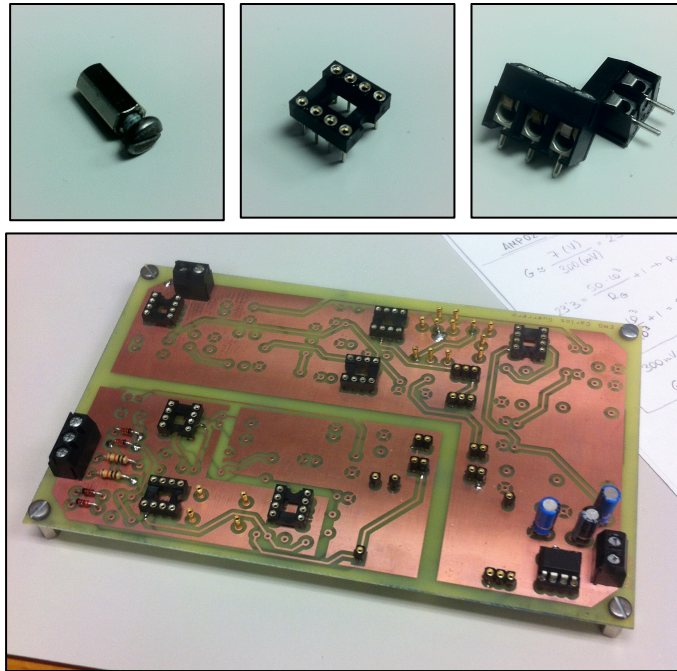


Figura 5.29: Montaje de los zócalos y regletas sobre la PCB.

De igual manera se colocaron pines las resistencia y condensadores de los filtros y amplificaciones, siendo estos susceptibles a posibles cambios durante la comprobación del circuito.

Tras cada soldadura realizada se comprobó su efectividad mediante un multímetro en el modo de continuidad, de este modo se asegura casi al 100% la correcta unión entre todos los componentes y la placa.

Finalizada esta etapa, se concluyó el desarrollo del circuito, con lo que sólo restaba estudiar su comportamiento frente a la adquisición y procesado de las señales.

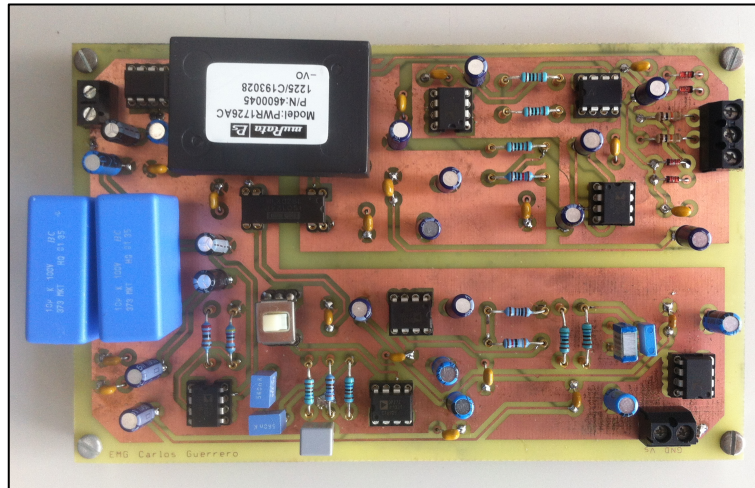


Figura 5.30: Montaje finalizado en la cara de componentes.

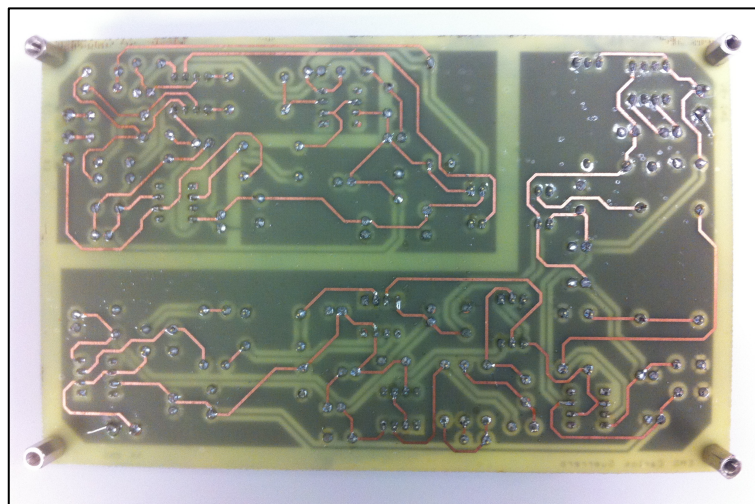


Figura 5.31: Montaje finalizado en la cara de soldadura.

6 VERIFICACIÓN DEL DISEÑO

A continuación se detallan los ensayos realizados en el circuito. Los datos recogidos serán analizados y a partir de ellos se verificará el correcto funcionamiento de cada una de las partes del sistema.

6.1 Test de la Alimentación

Antes de realizar las conexiones pertinentes, es conveniente no conectar ningún componente electrónico a los zócalos, ya que de haber algún cortocircuito podrían verse afectados dichos componentes e incluso quedar inservibles.

En la comprobación de la alimentación, se ha de verificar el correcto funcionamiento del convertidor DC-DC (**PWR1726AC**) y del inversor de carga (**MAX1044**), ya que son los elementos a partir de los que se obtendrán las tensiones de alimentación del resto de componentes del circuito. Para ello se conecta una batería de 9V a la entrada correspondiente.

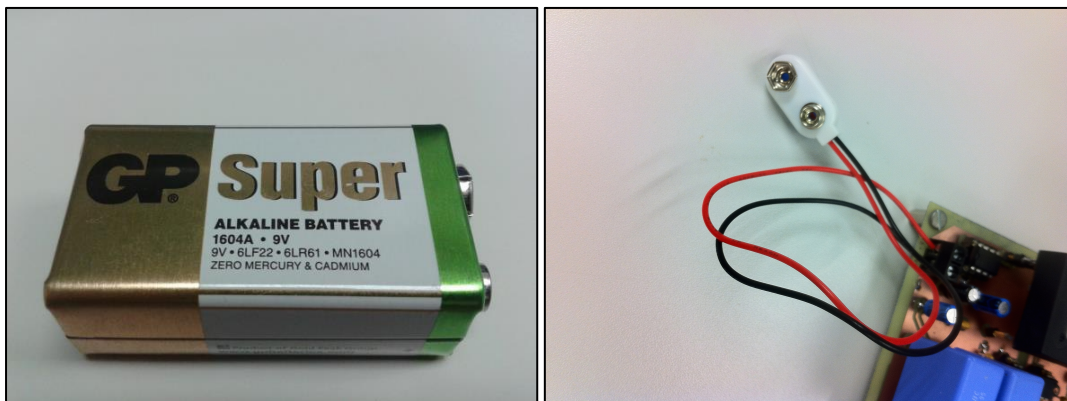


Figura 6.1: Batería y conexión de la misma al circuito.

Conectada la alimentación al sistema y con la ayuda de un voltímetro, se comprobarán las tensiones en el convertidor y el inversor. Hay que tener en cuenta que el convertidor tiene una parte aislada, con lo que las tensiones de la parte aislada no estarán referidas a tierra, sino a la masa aislada. Finalmente se comprobará que las tensiones de alimentación ($\pm 9V$) lleguen a cada zócalo sin ningún tipo de oscilación.

6.2 Test de la Etapa Diferencial

6.2.1 Amplificador de instrumentación

Se ha de comprobar que el amplificador de instrumentación (**AMP-02**), efectivamente amplifique la señal diferencial por un valor cercano al calculado en el diseño. Para ello se utilizó una onda sinusoidal con $V_{pp} = 100mV$ y $f = 50Hz$ a partir de un generador de funciones. Introduciendo esta señal por los electrodos E1 y E2 se midió a la salida del amplificador la tensión que se observa en la siguiente imagen, donde la onda amarilla es la señal de entrada y la azul la de salida.

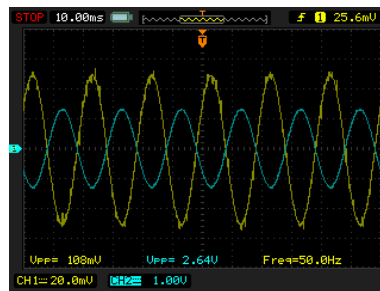


Figura 6.2: Salida del AMP02 para una entrada de 100mV.

Calculando la ganancia real que presenta esta etapa y comparando con el valor teórico calculado en el diseño:

$$A_{D.Real} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{2,64V}{108mV} = 24,44 \approx 26 = A_{D.Teórico}$$

Por lo que se da por válido el funcionamiento del diseño realizado.

6.2.2 Realimentación activa

Se debe asegurar que la señal de modo común sea amplificada e invertida tal y como se calculó en la etapa de diseño de la misma. Para ello se introducirá una señal de $V_{pp} = 1V$ y $f = 50Hz$ en la salida del seguidor del circuito de realimentación, haciendo el papel de tensión del modo común. Obteniendo en el tercer electrodo la respuesta que se observa en la figura.

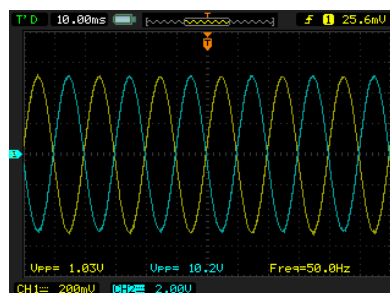


Figura 6.3: Salida del amplificador inversor para una entrada de 1V.

Aplicando la expresión de la ganancia real para esta etapa, se tiene:

$$A_{RA.Real} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{10,2V}{1,03V} = 9,9 \approx |-10| = A_{RA.Teórico}$$

Además se observa como la salida es proporcional e inversa a la señal de entrada, tal y como debería suceder al entrar por la entrada inversora del OP27 utilizado.

6.3 Test de Filtrado de Frecuencias

Se procederá de forma aislada con cada una de las tres etapas de filtrado diseñadas, comprobando la efectividad de los filtros frente al rechazo de distintas frecuencias. En este apartado se mostrarán distintos diagramas de Bode con los valores de ganancia expresados en dB. Su obtención se puede realizar aplicando la siguiente ecuación:

$$A[dB] = 20 \cdot \log(A)$$

6.3.1 Filtro paso alto

Colocando la entrada de la señal de forma idéntica al apartado 6.3.1 y midiendo la señal en la salida del OP27 del filtro paso alto, se recogen los siguientes resultados para una entrada de $V_{pp} = 100mV$ y $f_1 = 30mHz$; $f_2 = 50mHz$; $f_3 = 500mHz$.

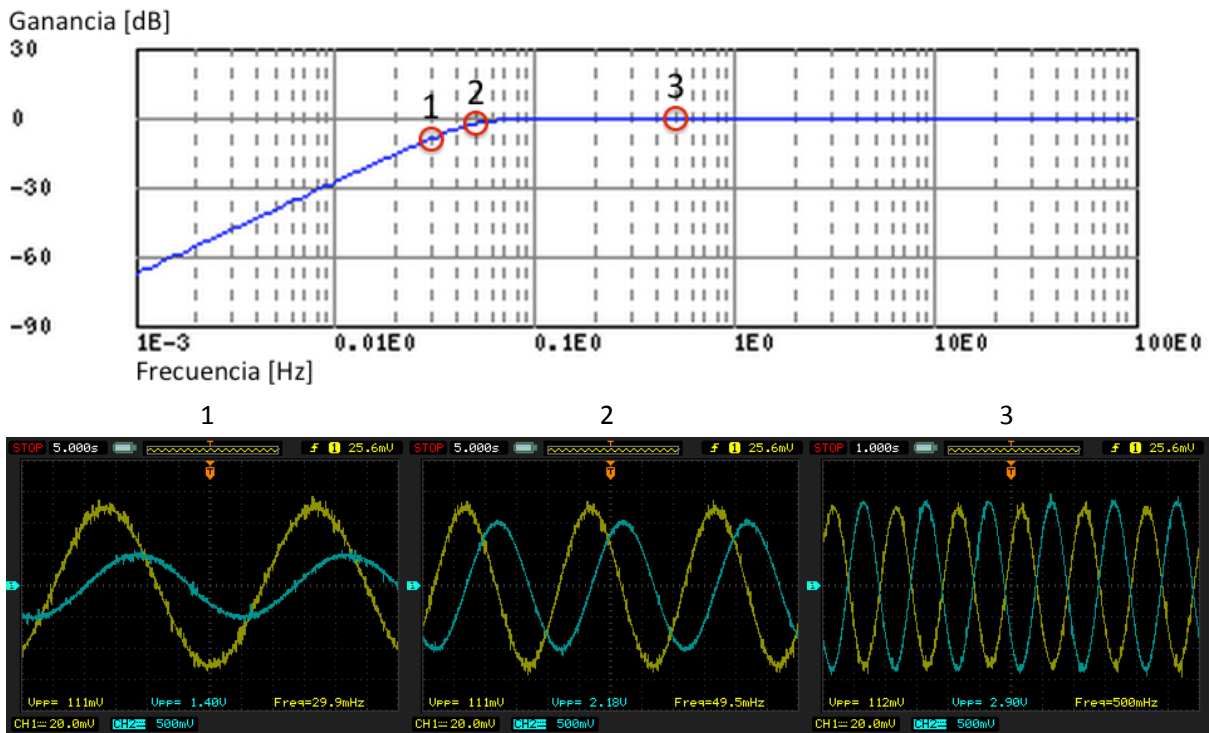


Figura 6.4: Diagrama de Bode teórico [8] y respuesta del filtro paso alto ante varias frecuencias.

En el diagrama de Bode se muestran las frecuencias de los tres puntos de ensayo realizados, no teniendo en cuenta la ganancia que presenta la etapa diferencial. En las imágenes (1) y (2) captadas con el osciloscopio, queda reflejada la atenuación de la señal para frecuencias menores de 0,05Hz, mientras que para las frecuencias mayores puede considerarse una nula atenuación. Puede observarse como en (3) se cumple:

$$A_{D(AMP02+FPA)} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{2,90V}{112mV} = 25,89 \approx 26 = A_{D.Teórico}$$

6.3.2 Filtro de rechazo

En esta ocasión se retira el pulsador y se conecta el generador de funciones al pin respectivo que conecta con la entrada del filtro de rechazo. Programando una señal de tipo sinusoidal con $V_{pp} = 1V$ y $f_1 = 15Hz$; $f_2 = 50Hz$; $f_3 = 200Hz$, se obtuvieron los siguientes resultados a la salida del OP27 de este filtro.

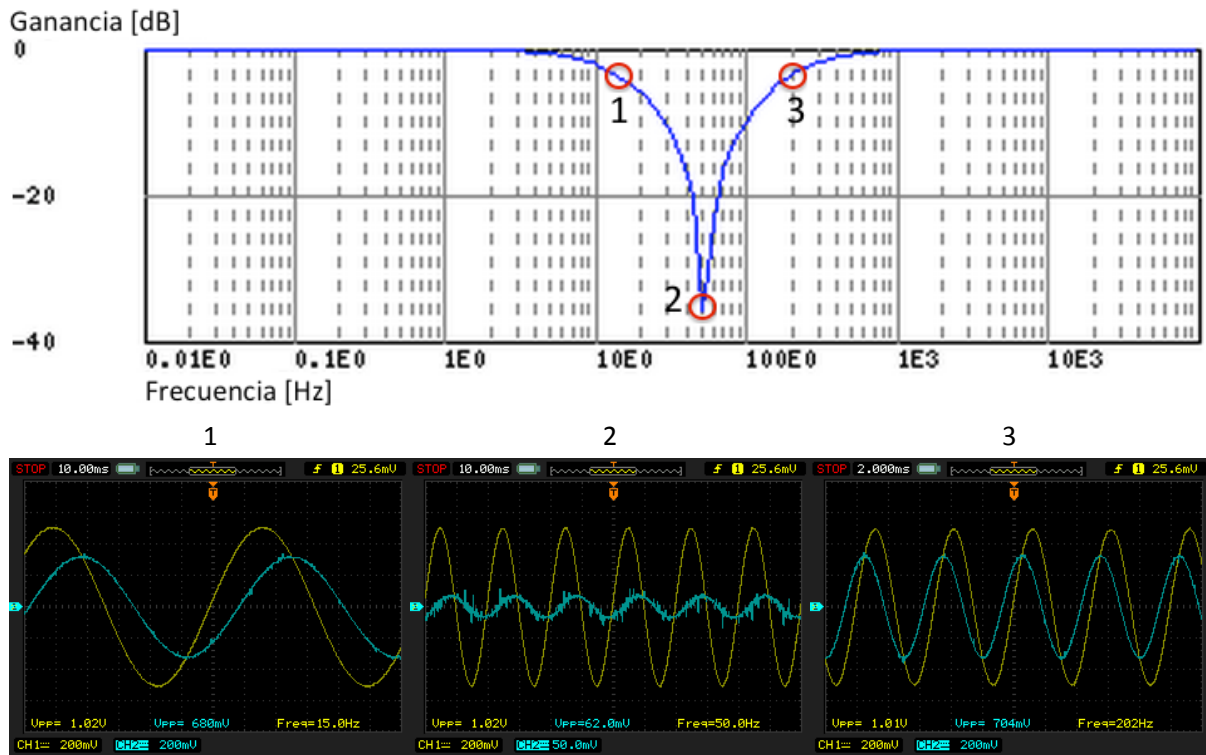


Figura 6.5: Diagrama de Bode teórico [8] y respuesta del filtro Notch ante varias frecuencias.

En este ensayo, el filtro cuenta con una ganancia unitaria en su banda pasante. Teniendo esto en cuenta, puede observarse la gran atenuación que sufre la señal en 50Hz en (2) y como disminuye esta atenuación a medida que la señal se aleja de los 50Hz en (1) y (3). Calculando la atenuación a 50 Hz, se obtiene:

$$A_{FR(50Hz)} = 20 \cdot \log\left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) = 20 \cdot \log\left(\frac{62mV}{1,02V}\right) = -24,32dB > -36dB = A_{BODE(50Hz)}$$

Según los datos que nos ofrece la web¹ para el filtro caracterizado en este trabajo, se observa una ligera discrepancia en cuanto al valor de atenuación a los 50Hz en el diagrama de Bode y los resultados, si bien es cierto que la atenuación que se consigue con el filtro es más que suficiente.

6.3.3 Filtro paso bajo

Se procederá a desconectar el OP27 de la amplificación secundaria. En el pin respectivo a la salida de este operacional se situará la conexión con el generador de funciones, en el cual se programará una señal sinusoidal de $V_{pp} = 1V$ y $f_1 = 50Hz$; $f_2 = 250Hz$; $f_3 = 1kHz$. Estos son los resultados obtenidos tras las mediciones en la salida del OP27 del filtro.

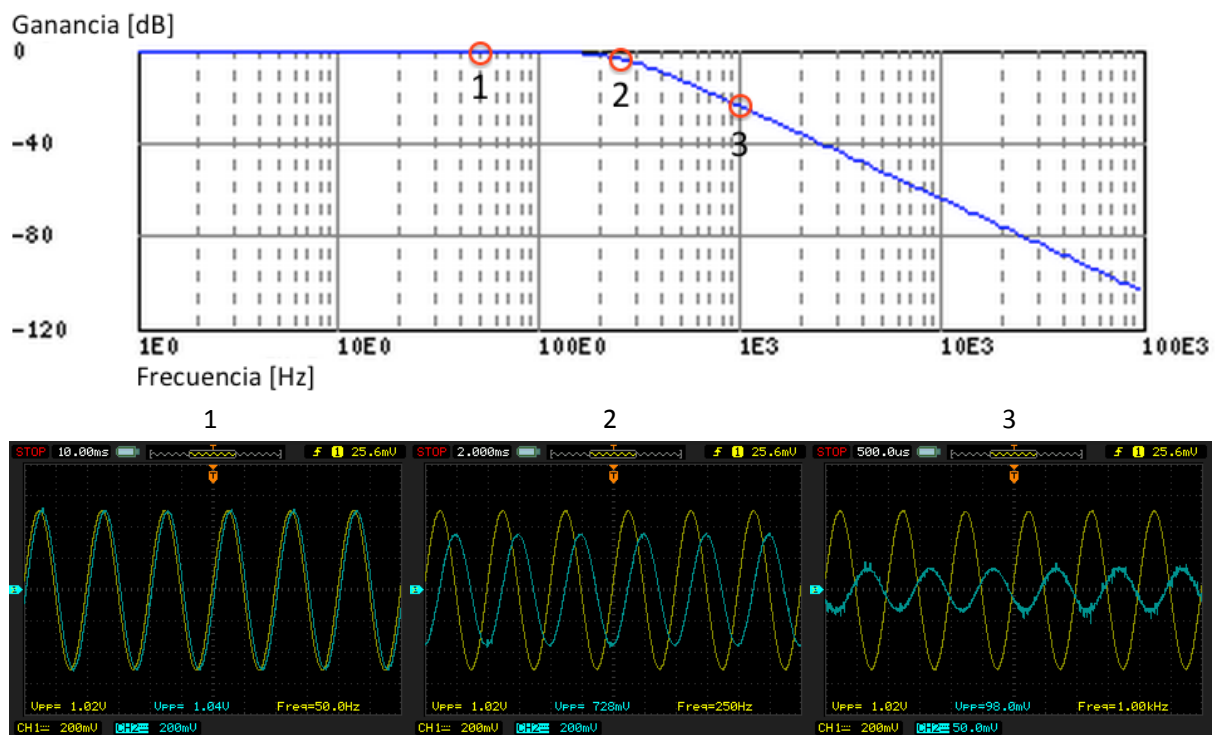


Figura 6.6: Diagrama de Bode teórico [8] y respuesta del filtro paso bajo ante varias frecuencias.

En el diagrama de Bode se muestran las frecuencias de los tres puntos de ensayo realizados. En las imágenes (2) y (3) captadas con el osciloscopio, queda reflejada la atenuación de la señal para frecuencias mayores de 250Hz, mientras que para las frecuencias menores puede considerarse nula atenuación. Puede observarse como en (3) se cumple:

$$A_{FPB} = 20 \cdot \log\left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) = 20 \cdot \log\left(\frac{98mV}{1,02V}\right) = -20,34dB \approx -22dB = A_{BODE(1kHz)}$$

En esta ocasión la atenuación coincide con la obtenida mediante la web de apoyo, lo que indica que el filtro está diseñado con una buena precisión.

¹ <http://sim.okawa-denshi.jp/en>. Citada en el punto 9.

6.3.4 Respuesta en frecuencia

Una vez comprobado el correcto funcionamiento de todos los filtros, se procedió al ensayo del sistema completo, accionando el pulsador para conectar el filtro de rechazo y posteriormente sin él. Se obtuvieron las siguientes gráficas, en las que se expresa $A/(A_D \cdot A_{2a})$ (eje y) en función de la frecuencia (eje x):

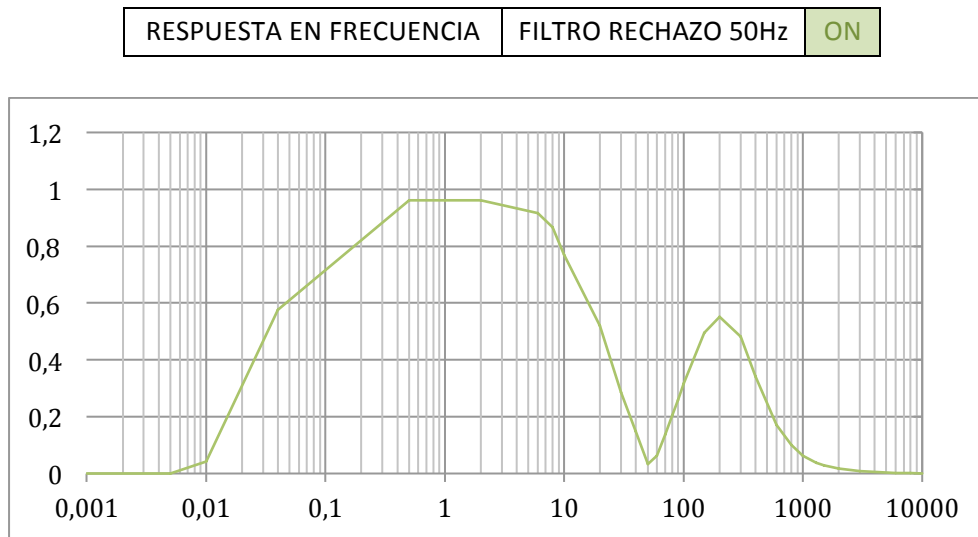


Figura 6.7: Respuesta en frecuencia del equipo con el filtro Notch activado.

Se aprecia claramente el efecto del filtro de rechazo de 50Hz, afectando incluso a la ganancia posterior, que no es capaz de alcanzar el máximo valor debido a la proximidad de las frecuencias de corte de los filtros de rechazo banda y paso bajo. Aún así se considera aceptable debido a las condiciones del ensayo, como se comentará seguidamente.

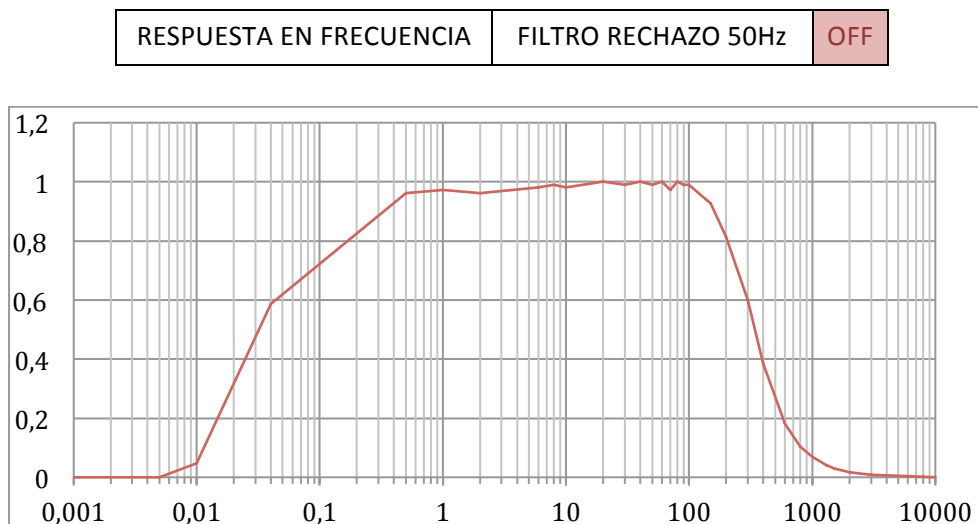


Figura 6.8: Respuesta en frecuencia del equipo con el filtro Notch desactivado.

Los valores de ganancia A se ensayaron con una amplificación secundaria $A_{2^a} = 4$ colocando una resistencia de $R_1 = 3k\Omega$ en lugar de $39k\Omega$, ver punto 5.5. Esto fue necesario para evitar la saturación de los operacionales debido a que la señal de entrada más pequeña que podía obtenerse con el generador de funciones era de $100mV_{pp}$.

6.4 Test de Amplificación

En esta comprobación se ensayará la amplificación secundaria colocada tras los filtros paso alto y de rechazo. Primero se retira el pulsador de la placa y se conecta el generador de funciones al pin que conecta con la entrada no inversora del amplificador. Se programa el generador para emitir una señal sinusoidal con $V_{pp} = 100mV$ y $f = 50Hz$ de manera que al tomar la señal a la salida de la amplificación se obtiene la siguiente respuesta:

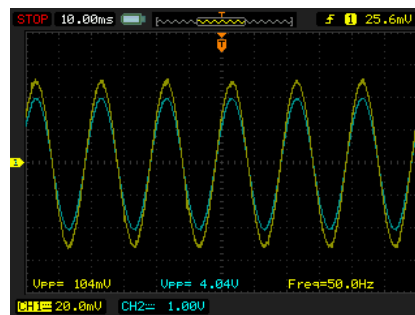


Figura 6.9: Salida del amplificador(x40) para una entrada de $100mV$.

Calculando la ganancia real que presenta el sistema y comparando con el valor teórico calculado en el diseño:

$$A_{2^a, Real} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{4,04V}{104mV} = 38,84 \approx 40 = A_{2^a, Teórico}$$

Gracias a este resultado se corrobora que los valores de resistencias aplicados en esta amplificación son correctos y cumplen con el objetivo fijado.

Para la comprobación del funcionamiento óptimo de todo el sistema hubo que cambiar el valor de la amplificación secundaria, pasando de 40 a 4 con el fin de obtener una señal no saturada a la salida. A continuación se realiza una pequeña explicación del porqué.

$$A_{TOTAL} = A_D \cdot A_{2^a} = 26 \cdot 40 = 1040 \quad ; \quad V_{IN} \cdot A_{TOTAL} = 100mV \cdot 1040 = 100V$$

V_{IN} en este caso es la señal que se obtiene con el generador de funciones, el cual no es capaz de dar una señal menor de $100mV$. Es por ello que al reducir la amplificación secundaria a diez veces su valor se consigue mantener la señal de salida en un rango representable.

$$V_{IN} \cdot A_{TOTAL} = 100mV \cdot 104 = 10,4V$$

Para comprobar el funcionamiento tras la modificación se aplicó una señal sinusoidal de $V_{pp} = 100mV$ y $f = 50Hz$ del mismo modo que en la amplificación original obteniendo el siguiente resultado:

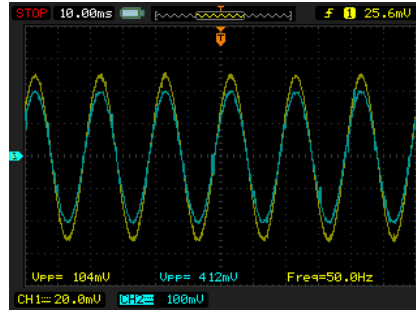


Figura 6.10: Salida del amplificador(x4) para una entrada de 100mV.

Imagen (comprobación amplificación secundaria x4 ante entrada 100mV / 50Hz)

$$A_{2^{a}.Real} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{412mV}{104mV} = 3,96 \approx 4$$

Una vez realizada esta comprobación se introdujo la señal sinusoidal programada utilizando los electrodos 1 y 2, conectados al AMP02 y recogiendo la señal de salida al final del circuito obteniendo estos resultados:

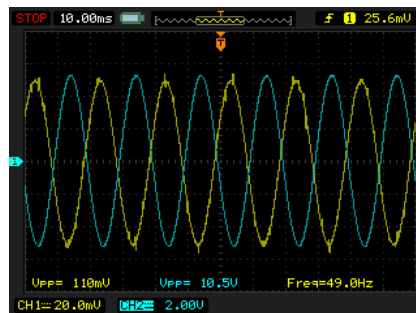


Figura 6.11: Salida del equipo para una entrada diferencial de 100mV.

$$A_{TOTAL.Real} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{10,5V}{110mV} = 95,45 \approx \mathbf{104} = A_{TOTAL}$$

Comprobando satisfactoriamente que el valor de la ganancia que presenta el circuito es similar al calculado teóricamente. Esta configuración fue la utilizada durante el ensayo de respuesta en frecuencia del sistema (ver punto 6.3.4).

6.5 Rechazo del Modo Común

Uno de los parámetros más significativos del sistema de adquisición es el rechazo del modo común (**CMRR**). Con él se cuantifica la capacidad del equipo frente al rechazo de las tensiones de modo común introducidas en el amplificador operacional de la etapa diferencial.

Para realizar las mediciones pertinentes se procederá con el montaje que se muestra en la figura, donde los electrodos 1 y 2 cortocircuitados reciben una señal de $5V_{pp}$ a 50Hz referida a la masa aislada, simulando así una señal de modo común.

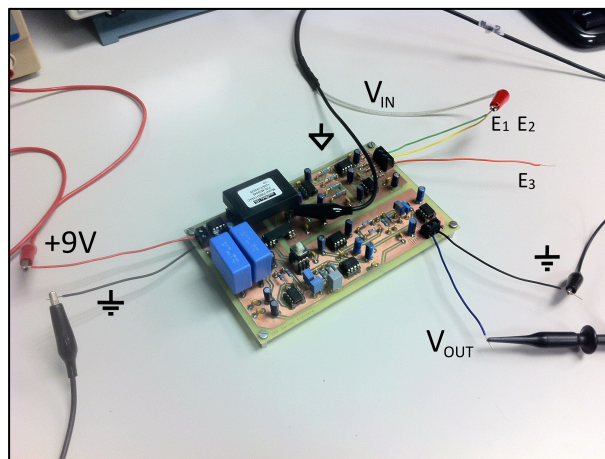


Figura 6.12: Montaje para el ensayo del CMRR.

Posteriormente se midió con ayuda de un osciloscopio la tensión a la salida del circuito (V_{OUT}), obteniendo la siguiente respuesta:

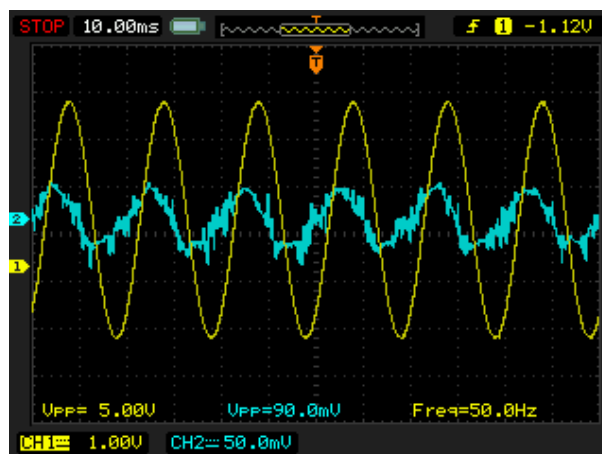


Figura 6.13: Señal de CMRR a la salida del equipo.

Con estos resultados se procedió al cálculo de la ganancia de modo común del sistema y su comparación con la ganancia total.

$$A_{MC} = \frac{V_{MC}}{V_{IN}} = \frac{90mV}{5V} = 0,018$$

$$CMRR = 20 \cdot \log\left(\frac{A_{TOTAL}}{A_{MC}}\right) = 20 \cdot \log\left(\frac{1040}{0,018}\right) = 95,23dB$$

En la norma UNE-EN 60601-2-47 apartado 51.5.3 se indica que el rechazo del modo común (CMRR) deberá ser superior a 60dB para una señal sinusoidal a la frecuencia de la red. Si bien es cierto que la norma expone un montaje para verificar la conformidad de este parámetro, se procedió de esta manera debido a la complejidad que presentaba dicho montaje y se consigue cuantificar de manera aceptable el parámetro ensayado.

6.6 Ruido en la Señal

La naturaleza del ruido presente en la señal proviene principalmente de las fuentes conmutadas existentes en el circuito, como son las colocadas en la alimentación. Es un parámetro que siempre está presente, en mayor o menor medida, e influye directamente en la calidad de la señal por lo que es necesario cuantificarlo.

Para ello se realizará el montaje que puede observarse en la imagen, donde los electrodos 1 y 2 se cortocircuitan con la masa aislada que proporciona el PWR1726 con la intención de cuantificar esta señal de ruido amplificada por el circuito.

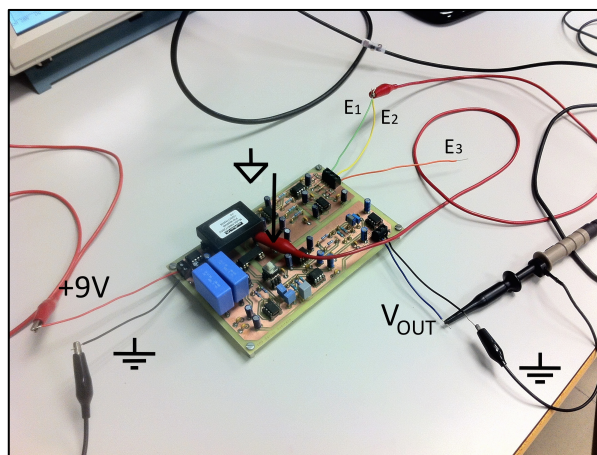


Figura 6.14: Montaje para el ensayo del nivel de ruido.

Obteniéndose la siguiente tensión a la salida (V_{OUT}) referida a tierra:

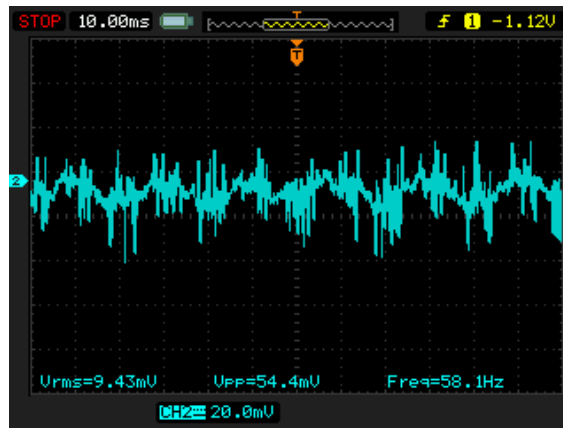


Figura 6.15: Señal de ruido a la salida del equipo.

Para calcular el nivel de ruido en el sistema se dividirá por la ganancia total:

$$V_{Ruido_{RMS}} \approx 9,43mV ; Ruido = \frac{V_{Ruido_{RMS}}}{A_{TOTAL}} = \frac{9,43mV}{1040} = 9,07\mu V$$

En la norma UNE-EN 60601-2-47 apartado 51.5.7 se indica que el ruido interno referido a la entrada no puede exceder de $50\mu V_{pp}$. Si bien es cierto que la norma expone un montaje específico para verificar la conformidad de este parámetro, se procedió de esta manera con tal de obtener un valor plausible y de una manera sencilla.

6.7 Prueba del Sistema ante una Señal Real

Concluida la verificación de funcionamiento del sistema, se procedió al uso del mismo para instrumentar una señal de EMG real. Para ello se utilizaron una serie de electrodos superficiales colocados de manera determinada en diversas zonas musculares, con la intención de captar las señales diferenciales.

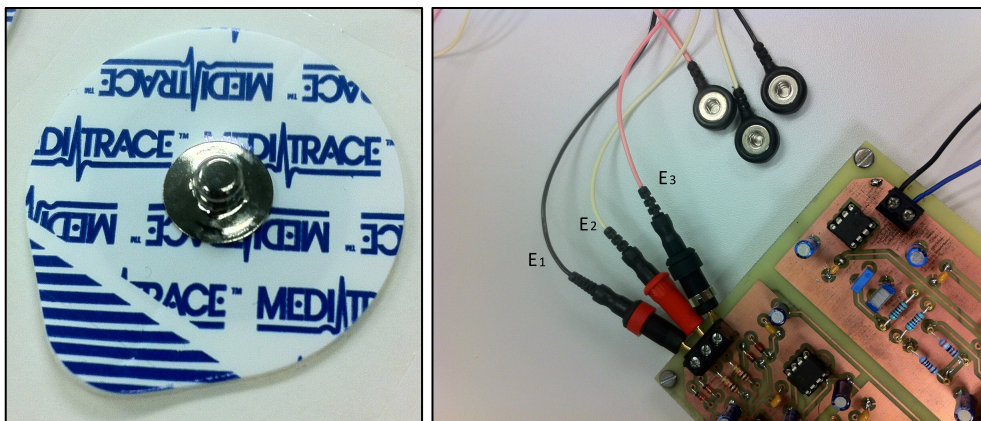


Figura 6.16: Electrodo superficiales utilizados y su conexión al equipo.

En primer lugar se decidió medir la señal producida en el bíceps (brazo) ante distintos esfuerzos. Se colocaron dos electrodos con cierta separación entre sí con la intención de abarcar el músculo de estudio tal y como se muestra:



Figura 6.17: Colocación de electrodos diferenciales sobre el músculo y tercer electrodo.

Como se observa en la imagen anterior, el tercer electrodo se colocó en un punto alejado del músculo en el que se realizaba la medición.

Una vez colocados los electrodos se realizaron tres medidas:

- Músculo en estado de reposo

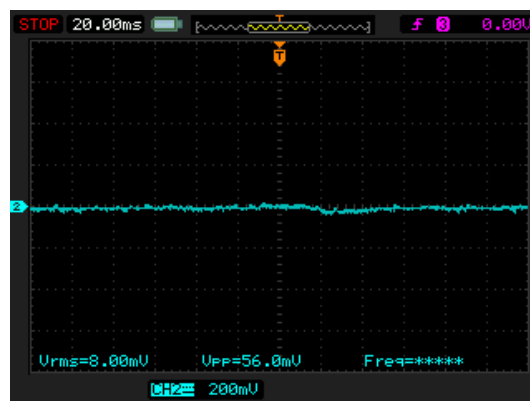


Figura 6.18: Señal en el bíceps en estado de reposo.

Puede apreciarse en la imagen la estabilidad que presenta el sistema con el filtro de rechazo conectado y por consiguiente la nula aparición de la señal sinusoidal de la red eléctrica. Cabe destacar que el accionamiento de este filtro afecta a la ganancia total del sistema, tal y como puede comprobarse en la respuesta en frecuencia ensayada en el punto 6.3.4.

- Flexión sin carga

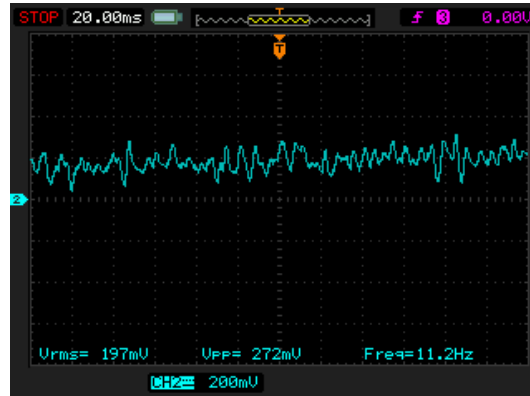


Figura 6.19: Señal en el bíceps al flexionar el brazo (sin carga).

En esta medición se puede observar como la línea base de la señal sufre una ligera variación en su posición con respecto al estado de reposo del músculo. Puede apreciarse también la señal muscular generada en el bíceps durante la flexión del brazo.

- Flexión con carga de 2Kg (izq.) y 5,6Kg (dcha.)



Figura 6.20: Señal en el bíceps al flexionar el brazo con distintas cargas (2Kg y 5,6 Kg).

Finalmente se realizó esta medida con el objetivo de visualizar una señal de mayor amplitud a la obtenida mediante la simple flexión del brazo.

Como se puede apreciar, la magnitud de la señal en la imagen izquierda es menor a la de la imagen derecha. Esto es así debido a que el esfuerzo que deben realizar las fibras musculares del bíceps es proporcional al peso que debe ser levantado.

Todas las mediciones se realizaron con el filtro de rechazo activo, con la intención de reducir al máximo las interferencias producidas por la red eléctrica.

7 ÍNDICE FIGURAS

Figura 3.1: Experimento de estimulación muscular de Galvani. [1]	5
Figura 3.2: a) ECG ; b) EEG ; c) EMG ; d) EOG [2]	6
Figura 3.3: Prótesis robótica de tren superior. [3]	7
Figura 4.1: Espectro de frecuencias de las señales de EMG. [4]	9
Figura 4.2: Potencial de acción de una célula. [5]	10
Figura 4.3: Unidad motora de un músculo. [5]	11
Figura 4.4: Esquema gráfico de la piel y colocación de un electrodo sobre ella. [5][6]	12
Figura 4.5: Distintos puntos de medición en electrodos de aguja. [4]	13
Figura 4.6: Acoplamiento capacitivo entre una persona y la red.	14
Figura 4.7: Toma de señales mediante electrodos superficiales. [4]	14
Figura 5.1: Diagrama de bloques del sistema.	15
Figura 5.2: Amplificador en saturación (señal azul).	17
Figura 5.3: Implementación de la ganancia en el AMP02.	18
Figura 5.4: Técnica de realimentación activa por el tercer electrodo (E_3).	19
Figura 5.5: Conexiones del ISO124 en el circuito diseñado.	20
Figura 5.6: Disposición de la protección colocada en la entrada del equipo.	21
Figura 5.7: Montaje recomendado por el fabricante para un convertidor de tensión negativa.	22
Figura 5.8: Diseño informático del circuito de alimentación del equipo.	23
Figura 5.9: Colocación de condensadores en la alimentación de los integrados.	24
Figura 5.10: Comportamiento de distintos tipos de filtro electrónico. [7]	24
Figura 5.11: Patillaje del OP27.	25
Figura 5.12: Configuración básica para filtro paso alto de 2º orden. [8]	26
Figura 5.13: Diseño informático del filtro paso alto.	28
Figura 5.14: Esquema de conmutación diseñado para el pulsador.	28
Figura 5.15: Configuración básica para filtro Notch de 2º orden. [8]	29
Figura 5.16: Diseño informático del filtro Notch.	30
Figura 5.17: Configuración básica para filtro paso bajo de 2º orden. [8]	30
Figura 5.18: Diseño informático del filtro paso bajo.	32
Figura 5.19: Configuración básica para amplificador no inversor. [8]	32
Figura 5.20: Diseño informático de la amplificación secundaria.	33
Figura 5.21: Diseño por defecto en la biblioteca de OrCAD® Capture y diseño manual.	34
Figura 5.22: Proceso de edición de los 'footprints' del pulsador y el ISO124 en OrCAD® Layout.	35
Figura 5.23: Distribución inicial de componentes en OrCAD® Layout.	36
Figura 5.24: Distribución final de componentes en OrCAD® Layout.	37
Figura 5.25: Localización de etapas en la PCB.	38
Figura 5.26: Alineando las impresiones en el papel de acetato.	39
Figura 5.27: Preparación para el proceso de insolación de la placa.	40
Figura 5.28: Cubetas de revelado y atacado de izquierda a derecha.	40
Figura 5.29: Montaje de los zócalos y regletas sobre la PCB.	42
Figura 5.30: Montaje finalizado en la cara de componentes.	43
Figura 5.31: Montaje finalizado en la cara de soldadura.	43
Figura 6.1: Batería y conexión de la misma al circuito.	44
Figura 6.2: Salida del AMP02 para una entrada de 100mV.	45
Figura 6.3: Salida del amplificador inversor para una entrada de 1V.	45
Figura 6.4: Diagrama de Bode teórico [8] y respuesta del filtro paso alto ante varias frecuencias.	46
Figura 6.5: Diagrama de Bode teórico [8] y respuesta del filtro Notch ante varias frecuencias.	47
Figura 6.6: Diagrama de Bode teórico [8] y respuesta del filtro paso bajo ante varias frecuencias.	48



Figura 6.7: Respuesta en frecuencia del equipo con el filtro Notch activado.....	49
Figura 6.8: Respuesta en frecuencia del equipo con el filtro Notch desactivado.	49
Figura 6.9: Salida del amplificador(x40) para una entrada de 100mV.	50
Figura 6.10: Salida del amplificador(x4) para una entrada de 100mV.	51
Figura 6.11: Salida del equipo para una entrada diferencial de 100mV.	51
Figura 6.12: Montaje para el ensayo del CMRR.	52
Figura 6.13: Señal de CMRR a la salida del equipo.....	52
Figura 6.14: Montaje para el ensayo del nivel de ruido.	53
Figura 6.15: Señal de ruido a la salida del equipo.	54
Figura 6.16: Electrodo superficiales utilizados y su conexión al equipo.....	54
Figura 6.17: Colocación de electrodos diferenciales sobre el músculo y tercer electrodo.....	55
Figura 6.18: Señal en el bíceps en estado de reposo.	55
Figura 6.19: Señal en el bíceps al flexionar el brazo (sin carga).	56
Figura 6.20: Señal en el bíceps al flexionar el brazo con distintas cargas (2Kg y 5,6 Kg).....	56



8 BIBLIOGRAFÍA

- FERRERO CORRAL, J.M. (1994). *Bioelectrónica: Señales Bioeléctricas*. Valencia: SPUPV.
- *Sistemas Electrónicos*. Grado en Ingeniería en Tecnologías Industriales. UPV.
- *Tecnología Electrónica*. Grado en Ingeniería en Tecnologías Industriales. UPV.
- *Adquisición y transmisión de bioseñales*. Máster en Ingeniería Biomédica. UPV.
- RAMOS PEINADO, G. (2008). *Diseño electrónico con OrCAD*. Valencia: SPUPV.
- WEBSTER, J. G. (2009). *Medical instrumentation : application and design*. New York: John Wiley & Sons.
- Normativa UNE-EN 60601-2-47. Equipos electromédicos.
- <http://www.ariston.es>. Página web de Ariston Electrónica.
- <http://es.farnell.com>. Página web de Farnell element14.
- <http://es.mouser.com>. Página web de Mouser Electronics.



9 REFERENCIAS

- <http://www.ehu.eus>. Página web de la Universidad de País Vasco. [1]
- <http://www.ttu.ee/en>. Página web de la Universidad Tecnológica de Tallinn. [2]
- <http://www.jhuapl.edu>. Página web del Laboratorio de física aplicada Johns Hopkins. [3]
- <http://jn.physiology.org> Journal of Neurophysiology. [4]
- <http://www.urjc.es>. Página web de la Universidad Rey Juan Carlos. [5]
- *Adquisición y transmisión de bioseñales*. Máster en Ingeniería Biomédica. UPV. [6]
- *Sistemas Electrónicos*. Grado en Ingeniería en Tecnologías Industriales. UPV. [7]
- <http://sim.okawa-denshi.jp/en>. Página web de diseño electrónico. [8]



II. PLANOS

- 1 Esquemático circuito.
- 2 Cara componentes PCB.
- 3 Cara soldaduras PCB.
- 4 Disposición componentes PCB.



III. PLIEGO DE CONDICIONES

1 Condiciones de funcionamiento generales

El sistema debe funcionar bajo las condiciones marcadas por la norma de seguridad para equipos electromédicos UNE-EN 60601-2-47, en la que se especifica que el equipo debe cumplir los siguientes requisitos esenciales:

- CMRR superior a 60dB.
- Nivel de ruido inferior a 50 μ V a la salida.
- Capacidad del sistema para instrumentar señales a partir de 6mV con offset de continua de \pm 300mV.
- Frecuencia más baja de corte 0,05Hz.

2 Condiciones de seguridad personal y medioambiental

Previamente a la manipulación de elementos nocivos durante las etapas de implementación física del equipo se tendrá en cuenta la normativa de seguridad específica de cada elemento. Las normativas se pueden visualizar en el CD adjunto a este trabajo.

3 Especificaciones técnicas de materiales y equipos.

Se contará con los manuales de uso de aquellos equipos necesarios para el muestreo de señales eléctricas a fin de preservar la integridad de los mismos.

4 Condiciones facultativas.

Durante todas las etapas del proyecto realizadas en las instalaciones del departamento, se contará con la supervisión de un técnico especializado en la materia.



IV. PRESUPUESTO

En este apartado se adjuntan los presupuesto concernientes a la fabricación de uno y 100 ejemplares. Como es lógico, la compra de grandes volúmenes en el mercado de la electrónica reduce considerablemente el gasto unitario de cada componente. Tanto el precio de los componentes como el de las horas de diseño y montaje incluyen el 21% de IVA. No se incluye en el presupuesto los costes de amortización.

Para la recopilación del precio de los componentes se consultó en los catálogos de las siguientes páginas web:

- <http://es.farnell.com>
- <http://www.mouser.es>
- <http://www.ariston.es>
- <http://www.digikey.es>

CONTENIDO

- 1 Presupuesto de fabricación de una unidad.
- 2 Presupuesto de fabricación de 100 unidades.



1 PRESUPUESTO DE FABRICACIÓN DE UNA UNIDAD

COSTE DE COMPONENTES				
Descripción	Ud	Medición	Precio (€/Ud)	Importe (€)
Resistencia 1k	Ud	4	0,091	0,36
Resistencia 2k7	Ud	1	0,091	0,09
Resistencia 5k6	Ud	2	0,091	0,18
Resistencia 10k	Ud	3	0,091	0,27
Resistencia 39k	Ud	1	0,091	0,09
Resistencia 220k	Ud	1	0,091	0,09
Resistencia 470k	Ud	1	0,091	0,09
Condensador cerámico 10nF	Ud	18	0,086	1,55
Condensador poliéster 82nF	Ud	1	0,309	0,31
Condensador poliéster 150nF	Ud	1	0,172	0,17
Condensador poliéster 560nF	Ud	2	0,938	1,88
Condensador poliéster 1µF	Ud	1	0,335	0,34
Condensador poliéster 10µF	Ud	2	2,34	4,68
Condensador electrolítico 10µF	Ud	21	0,04	0,84
Diodo	Ud	4	0,043	0,17
MAX1044	Ud	1	2,88	2,88
AMP02	Ud	1	11,39	11,39
ISO124	Ud	1	17,15	17,15
OP27	Ud	6	2,36	14,16
PWR1726	Ud	1	40,17	40,17
ESB33	Ud	1	1,67	1,67
Regleta de 2 conexiones	Ud	2	0,21	0,42
Regleta de 3 conexiones	Ud	1	0,3	0,30
Zócalo 8 pin	Ud	8	0,699	5,59
Tira de 20 pin	Ud	3	0,39	1,17
Tornillo para soporte de placa	Ud	4	0,46	1,84
Placa virgen 160x100	Ud	1	3,53	3,53



Subtotal	111,57 €
-----------------	-----------------

MANO DE OBRA				
Descripción	Ud	Medición	Precio (€/Ud)	Importe (€)
Diseño del sistema	h	4	30	120,00
Implementación informática	h	10	30	300,00
Impresión del diseño	h	0,5	15	7,50
Mecanizado y montaje de la PCB	h	3	15	45,00
Comprobación de funcionamiento	h	1	15	15
			Subtotal	487,50 €
			TOTAL	599,07 €



2 PRESUPUESTO DE FABRICACIÓN DE 100 UNIDADES

COSTE DE COMPONENTES				
Descripción	Ud	Medición	Precio (€/Ud)	Importe (€)
Resistencia 1k	Ud	400	0,081	32,40
Resistencia 2k7	Ud	100	0,081	8,10
Resistencia 5k6	Ud	200	0,081	16,20
Resistencia 10k	Ud	300	0,081	24,30
Resistencia 39k	Ud	100	0,081	8,10
Resistencia 220k	Ud	100	0,081	8,10
Resistencia 470k	Ud	100	0,081	8,10
Condensador cerámico 10nF	Ud	1800	0,0364	65,52
Condensador poliéster 82nF	Ud	100	0,093	9,30
Condensador poliéster 150nF	Ud	100	0,132	13,20
Condensador poliéster 560nF	Ud	200	0,283	56,60
Condensador poliéster 1µF	Ud	100	0,232	23,20
Condensador poliéster 10µF	Ud	200	2,13	426,00
Condensador electrolítico 10µF	Ud	2100	0,026	54,60
Diodo	Ud	400	0,022	8,80
MAX1044	Ud	100	1,37	137,00
AMP02	Ud	100	8,80	880,00
ISO124	Ud	100	13,22	1322,00
OP27	Ud	600	1,33	798,00
PWR1726	Ud	100	32,51	3251,00
ESB33	Ud	100	1,18	118,00
Regleta de 2 conexiones	Ud	200	0,16	32,00
Regleta de 3 conexiones	Ud	100	0,21	21,00
Zócalo 8 pin	Ud	800	0,596	476,80
Tira de 20 pin	Ud	300	0,236	70,80
Tornillo para soporte de placa	Ud	400	0,22	88,00
Placa virgen 160x100	Ud	100	3,45	345,00



				Subtotal	8318,32 €
MANO DE OBRA					
Descripción	Ud	Medición	Precio (€/Ud)	Importe (€)	
Diseño del sistema	h	4	30	120,00	
Implementación informática	h	10	30	360,00	
Impresión del diseño	h	45	15	675,00	
Mecanizado y montaje de la PCB	h	270	15	4050,00	
Comprobación de funcionamiento	h	90	15	1350,00	
				Subtotal	6555,00 €
				TOTAL	14873,32 €



V. ANEXOS

Adjunto en el CD

Anexo 1: Normas

Anexo 1.1: Norma española UNE-EN 60601-2-47

Anexo 2: Catálogos de componentes

Anexo 2.1: Diodo 1N4148

Anexo 2.2: Amplificador de instrumentación AMP02

Anexo 2.3: Amplificador operacional OP27

Anexo 2.4: Amplificador aislado ISO124

Anexo 2.5: Inversor de tensión MAX1044

Anexo 2.6: Convertidor de tensión PWR1726AC

Anexo 2.7: Pulsador ESB33

Anexo 3: Código de resistencias

Anexo 4: Fichas de seguridad

Anexo 4.1: Estaño sin plomo para soldadura

Anexo 4.2: Etanol

Anexo 4.3: Hidróxido sódico

Anexo 4.4: Cloruro férrico

