

Proyecto Fin de Carrera

Ingeniería de Telecomunicación

Procesado y Filtrado de señales biológicas destinadas
a un Electrocardiograma.

Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Sevilla

Autor: Alejandro Martín Soto

Tutor: Fernando Muñoz Chavero

Departamento de Ingeniería Electrónica
Escuela Técnica Superior de Ingeniería
Universidad de Sevilla

Sevilla, 2016



Proyecto Fin de Carrera
Ingeniería de Telecomunicación

**Procesado y Filtrado de señales biológicas
destinadas a un Electrocardiograma.**
Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Sevilla

Autor:
Alejandro Martín Soto

Tutor:
Fernando Muñoz Chavero
Profesor titular

Departamento de Ingeniería Electrónica
Escuela Técnica Superior de Ingeniería
Universidad de Sevilla
Sevilla, 2016

Proyecto Fin de Carrera: Procesado y Filtrado de señales biológicas destinadas a un Electrocardiograma.
Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Sevilla

Autor: Alejandro Martín Soto

Tutor: Fernando Muñoz Chavero

El tribunal nombrado para juzgar el Proyecto arriba indicado, está compuesto por los siguientes miembros:

Presidente:

Vocales:

Secretario:

Acuerdan otorgarle la calificación de:

Sevilla, 2013

El Secretario del Tribunal

*A María Soto, Jose Antonio
Martín, Ignacio Martín, Estrella
Cabello y a mis seres queridos.*

Agradecimientos

Me gustaría poder usar estas líneas para dar las gracias a todas las personas que me han ayudado y apoyado durante estos años en mi vida en Sevilla y en la Escuela Superior de Ingenieros.

Antes de nada, quería agradecer a mi familia y allegados por su incondicional ayuda y fortaleza en todo momento a lo largo de mi transcurso en la carrera de Ingeniería de telecomunicaciones, especialmente, hacer incapié en mis padres, los cuales han sabido cuándo darme una inyección de fuerzas en mis momentos bajos o una palmada en la espalda por el trabajo bien hecho. Es inegable que gracias a ellos soy quién soy y por su educación y perseverancia he conseguido cultivar una forma de pensar teniendo de bastón de guía su forma de hacer las cosas bien.

A mi abuela que siempre ha estado casi más interesada en el estado de mis estudios que yo mismo y a mi abuelo, al cual estoy seguro que le hubiera encantado poder leer este proyecto.

No quiero olvidar a mi novia, la cual me ha ayudado a poder realizar ese último empujón que es acabar el proyecto final y a mi hermano, que siempre ha estado dispuesto a ayudarme, al igual que yo siempre me he sentido importante y valorado al poder prestarle consejo desde mi experiencia.

También nombrar a mis amigos de toda la vida, los nuevos, los compañeros de clase y la gente que ha hecho una mella en mi vida y ha aportado su granito de arena para que haya conseguido mis objetivos y siga hacia adelante cada día.

Quisiera hacer un especial agradecimiento a mi profesor y tutor del proyecto Fernando Muñoz Chavero y a Daniel Narbona, que gracias a su ayuda ha sido posible poder finalizar el presente proyecto y nunca se han mostrado reticentes a prestar su tiempo y dedicación para que mi objetivo pudiera llegar a buen puerto.

No quería pasar la oportunidad de agradecer a todos los profesores que he tenido desde la infancia a la Escuela, porque entre todos sus esfuerzo han podido cimentar la base de lo que ahora soy, con una especial atención en mi colegio el cual he pasado toda mi niñez Marianistas de Nuestra Señora del Pilar de Jerez de la Frontera.

Espero haber podido plasmar, al menos una pequeña parte, lo importante que ha sido vuestro apoyo para mí.

Por todo esto, quisiera daros las gracias.

Sevilla, 2016

Resumen

El electrocardiograma es la representación gráfica de la actividad eléctrica del corazón, que se obtiene con un electrocardiografo en forma de cinta continua. Tiene una función relevante en el cribado y diagnóstico de las enfermedades cardiovasculares, alteraciones metabólicas y la predisposición a una muerte súbita cardíaca. También es un instrumento útil para saber la duración del ciclo cardíaco.

El origen de la idea de este proyecto viene sustentada de dos artículos, “Monitorización electrocardiográfica fetal no invasiva “ de R. Martín Clemente, E. Lang y F. Muñoz Chavero, y “Plataforma para la evaluación de algoritmos de detección del electrocardiograma fetal” de R. Martín Clemente y F. Muñoz Chavero.

La importancia de este proyecto es poder detectar posibles anomalías durante el embarazo sin tener que arriesgar la vida del feto y realizar la detección de fallos y enfermedades sin peligro para la madre ni para el hijo.

La idea de proyecto que nos llevó a este objetivo de I+D, es diseñar y desarrollar un sistema no invasivo para la obtención del electrocardiograma de un feto de forma inocua. Así que por ello, intentamos realizar la primera adaptación de esa idea manteniéndola en mente como un futuro proyecto posterior a este, para que ueda erigirse sustentada en él.

Este proyecto fijará las especificaciones de un circuito de adquisición y adaptación de señales biológicas, realizando un previo diseño de un circuito para este fin, pasando pruebas en el laboratorio y redactando las especificaciones técnicas de los datos obtenidos.

Nuestro proyecto de fin de carrera va a centrar sus esfuerzos en poder adquirir señales de muy baja amplitud y filtrarla de las frecuencias que queremos desechar.

Hemos querido hacer un circuito más versátil que no sólo obtiene señales del electrocardiograma, sino poderlo usar también para otras mediciones médicas variando una serie de entradas de control.

Tras el transcurso de la realización de nuestro proyecto, iremos intentando solucionar los obstáculos e inconvenientes del uso de este tipo de señales así como que la finalidad de este proyecto acaba en un filtrado posterior procesado por un DSP integrado en una BeagleBoard, la cual será trabajo de líneas futuras de investigación.

Abstract

Electrocardiography is the graphical representation of the electrical activity of the heart, it is obtained with an EKG as a continuous tape. It has a significant role in screening and diagnosis of cardiovascular diseases, metabolic disorders and predisposición to sudden cardiac death.

It is also useful to know the duration of the cardiac cycle.

This original idea is supported by two articles, " Monitorización electrocardiográfica fetal no invasiva " by R. Martin Clemente, E. Lang and F. Muñoz Chavero, and " Plataforma para la evaluación de algoritmos de detección del electrocardiograma fetal " by Martin R. Clement and F. Muñoz Chavero.

The Aim of this project is to be able to detect possible anomalies during pregnancy without having to risk the life of the fetus and perform fault and disease detection without putting in danger the mother or the child.

The project's idea led us to this goal of R & D, design and develop a non-invasive system for obtaining the electrocardiogram of a fetus in a safe manner. So therefore, we try to make the first adaptation of this idea keeping in mind the possible future applications of this technology.

This project will set the specifications of a circuit acquisition and adaptation of biological signals, performing a preliminary design of a circuit for this purpose, passing tests in the laboratory and writing the technical specifications of the data obtained.

Our final project will focus its efforts to acquire signals of very low amplitude and filter frequencies we want to dismiss.

We wanted to make a more versatile circuit that not only gets signals from the electrocardiogram, but also that can be used for other medical measurements varying a number of control inputs.

After the course of the realization of our project, we will try to solve the obstacles and drawbacks of using such signal, and that the purpose of this project ends in a subsequent filtering processed by a DSP integrated into a beagleboard, which will work for future research.

Índice

Agradecimientos.....	ix
Resumen.....	xi
Abstract.....	xii
Índice.....	xiii
Índice de Tablas.....	xv
Índice de Figuras.....	xvi
Notación.....	xix
1 Introducción.....	23.
1.1. <i>Puesta en escena</i>	23.
1.2. <i>Trabajos previos al proyecto</i>	24.
1.3. <i>Potenciales bioeléctricos</i>	28.
1.3.1. Electrocardiograma.....	28.
1.3.2. Electroencefalograma.....	29.
1.3.3. Electromiograma.....	30.
1.3.4. Otros potenciales bioeléctricos.....	31.
1.3.5. Espectro de frecuencias de las señales bioeléctricas.....	31.
1.4. <i>Desarrollo de dispositivos de adquisición de señales biológicas</i>	32.
1.5. <i>Electrodos</i>	34.
1.5.1. Búsqueda de información sobre los electrodos a utilizar.....	34.
1.5.2. Electrodos superficiales	35.
1.5.3. Estudio de los eslectrodos	37.
1.6. <i>Toma de contacto</i>	38.
1.7. <i>Nuestra idea</i>	39.
1.7.1. La Primera Etapa. Diseño de la placa.....	40.
1.7.2. La Segunda Etapa. Fabricación de la placa.....	40.
1.7.3. La Tercera Etapa. Pruebas de funcionamiento.....	41.
2 Diseño de la placa.....	43
2.1. <i>Introducción al diseño</i>	43.
2.2. <i>Diseño por etapas</i>	44.
2.2.1. Diseño Etapa 1.....	44.
2.2.2. Diseño Etapa 2.....	47.
2.2.3. Diseño Etapa 3.....	53.
2.2.4. Diseño circuito final.....	58.
2.3. <i>Fabricación de la placa</i>	61.
2.3.1. Diseño del circuito en software.....	61.
2.3.2. Revelado de la placa PCB.....	64.
2.3.3. Soldadura y finalización de la placa.....	67.
3 Caracterización del circuito	70.
3.1. <i>Introducción al diseño</i>	70.
3.2. <i>Caracterización del circuito de amplificación (Etapa 1)</i>	72.

<i>3.3 Caracterización del circuito de filtrado paso de alta (Etapa 2).....</i>	76.
3.3.1. Caracterización del circuito de filtrado paso de alta (Etapa 2-1).....	80.
3.3.2. Caracterización del circuito de filtrado paso de alta (Etapa 2-2).....	83.
3.3.3. Caracterización del circuito de filtrado paso de alta (Etapa 2-4).....	85.
3.3.4. Caracterización de la Etapa 2 completa.....	92.
<i>3.4. Caracterización del circuito de filtrado paso baja (Etapa 3).....</i>	100.
3.4.1. Caracterización del circuito de filtrado paso baja (Etapa 3-1).....	102.
3.4.2. Caracterización del circuito de filtrado paso baja (Etapa 3-2).....	107.
<i>3.5. Caracterización del circuito final.....</i>	113.
4 Líneas futuras de investigación.....	123.
Referencias.....	126.
Glosario.....	129.

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1.	Ganancia de la Etapa 1
Tabla 2.	Ganancia (dB) del tercer amplificador de la Etapa 2
Tabla 3.	Ganancia (dB) de la Etapa 2 con $R2=10K$ y $R1$ variable
Tabla 4.	Ganancia (dB) de la Etapa 2 con $R1=47K$ y $R2$ variable
Tabla 5.	Ganancia (dB) de la Etapa 2 con $R1=47K$ y $R2$ variable (zoom)
Tabla 6.	Ganancia en frecuencia de la Etapa 2 completa
Tabla 7.	Ganancia (dB) del filtro RC de la Etapa 3
Tabla 8.	Ganancia (dB) del filtro Bessel de la Etapa 3 ($Fc=10$ Hz)
Tabla 9.	Ganancia (dB) del filtro Bessel de la Etapa 3 ($Fc=100$ Hz)
Tabla 10.	Ganancia (dB) del circuito final

ÍNDICE DE FIGURAS

- Figura 1. Registro abdominales maternos (semana 36)
- Figura 2. Registro torácicos maternos (semana 36 de gestación)
- Figura 3. Beagleboard de Texas Instruments
- Figura 4. Resultados obtenidos tras el filtrado propuesto en el artículo
- Figura 5. Forma de onda del ECG. Extraído de [27]
- Figura 6. Espectro de frecuencias y amplitudes de señales bioeléctricas
- Figura 7. Circuito equivalente de la interfase de electrodo para biopotencial
- Figura 8. Electrodos superficiales
- Figura 9. Datasheet del amplificador INA114 de Burr-Brown
- Figura 10. Encapsulado del amplificador INA114
- Figura 11. Esquemático del circuito de amplificación
- Figura 12. Datasheet de amplificador operacional TL081 de Texas Instruments
- Figura 13. Dibujo esquemático del amplificador TL081
- Figura 14. Datasheet del multiplexor analógico ADG408 de Analog Devices
- Figura 15. Tabla de verdad del ADG408
- Figura 16. Esquemático de la Etapa 2.
- Figura 17. Datasheet del filtro paso baja de Bessel MAX7401 de Maxim
- Figura 18. Comparativa entre filtros Butterworth y Bessel
- Figura 19. Filtro escalera de octavo orden
- Figura 20. Esquemático de la Etapa 2
- Figura 21. Esquemático del circuito final
- Figura 22. Librerías de Altium Designer
- Figura 23. Esquemático en Altium Designer
- Figura 24. PCB TOP Altium Designer
- Figura 25. PCB BOTTOM Altium Designer
- Figura 26. TOP de la placa PCB a imprimir
- Figura 27. BOTTOM de la placa PCB a imprimir

Figura 28.	Circuito PCB final (TOP)
Figura 29.	Circuito PCB final (BOTTOM)
Figura 30.	Distintas etapas del circuito
Figura 31.	Etapa 1 del circuito
Figura 32.	Esquemático del circuito de amplificación
Figura 33.	Señal de entrada de la Etapa 1
Figura 34.	Señal de salida de la Etapa 1
Figura 35.	Etapa 2 del circuito
Figura 36.	Esquemático del circuito paso de alta
Figura 37.	Partes de la Etapa 2
Figura 38.	1 ^a Parte de la Etapa 2
Figura 39.	Señal de entrada de la 1 ^a Parte de la Etapa 2
Figura 40.	Señal de salida de la 1 ^a Parte de la Etapa 2
Figura 41.	2 ^a Parte de la Etapa 2
Figura 42.	Señal de entrada de la 2 ^a Parte de la Etapa 2
Figura 43.	Señal de salida de la 2 ^a Parte de la Etapa 2
Figura 44.	3 ^a Parte de la Etapa 2
Figura 45.	Salida de la 3 ^a Parte de la Etapa 2 a 5 Hz
Figura 46.	Salida de la 3 ^a Parte de la Etapa 2 a 10 Hz
Figura 47.	Salida de la 3 ^a Parte de la Etapa 2 a 50 Hz
Figura 48.	Salida de la 3 ^a Parte de la Etapa 2 a 100 Hz
Figura 49.	Esquemático de la Etapa 2 completa
Figura 50.	Salida de la Etapa 2 completa a 500 mHz
Figura 51.	Salida de la Etapa 2 completa a 1 Hz
Figura 52.	Salida de la Etapa 2 completa a 5 Hz
Figura 53.	Salida de la Etapa 2 completa a 100 Hz
Figura 54.	Etapa 3 del circuito
Figura 55.	Esquemático del filtro paso bajo
Figura 56.	Partes de la Etapa 3
Figura 57.	Filtro RC de la 3 ^a Etapa

Figura 58.	Salida del filtro RC a 10 Hz
Figura 59.	Salida del filtro RC a 5 KHz
Figura 60.	Salida del filtro RC a 10 KHz
Figura 61.	Salida del filtro RC a 20 KHz
Figura 62.	Filtro Bessel de la 3 ^a Etapa
Figura 63.	Salida del filtro Bessel a 10 Hz
Figura 64.	Salida del filtro Bessel a 10,5 Hz
Figura 65.	Salida del filtro Bessel a 11 Hz
Figura 66.	Salida del filtro Bessel a 12 Hz
Figura 67.	Esquemático de nuestro circuito final
Figura 68.	Salida circuito final a 50 mHz
Figura 69.	Salida circuito final a 100 mHz
Figura 70.	Salida circuito final a 800 mHz
Figura 71.	Salida circuito final a 1 Hz
Figura 72.	Salida circuito final a 5 Hz
Figura 73.	Salida circuito final a 10 Hz
Figura 74.	Salida circuito final a 50 Hz
Figura 75.	Salida circuito final a 100 Hz
Figura 76.	Salida circuito final a 110 Hz
Figura 77.	Salida circuito final a 120 Hz
Figura 78.	Tabla de valores de las señales biomédicas de interés
Figura 79.	Figura 78. Tabla de características de señales bioeléctricas
Figura 80.	Beagleboard de Texas instruments

Notación

A^*	Conjugado
c.t.p.	En casi todos los puntos
c.q.d.	Como queríamos demostrar
e.o.c.	En cualquier otro caso
E	número e
IRe	Parte real
IIIm	Parte imaginaria
Sen	Función seno
Tg	Función tangente
Arctg	Función arco tangente
Sen	Función seno
$\sin^x y$	Función seno de x elevado a y
$\cos^x y$	Función coseno de x elevado a y
Sa	Función sampling
Sgn	Función signo
Rect	Función rectángulo
Sinc	Función sinc
$\partial y / \partial x$	Derivada parcial de y respecto
x°	Notación de grado, x grados.
$\Pr(A)$	Probabilidad del suceso A
SNR	Signal-to-noise ratio
MSE	Minimum square error
:	Tal que
<	Menor o igual
>	Mayor o igual
\	Backslash
\Leftrightarrow	Si y sólo si

1 INTRODUCCIÓN

1.1 Puesta en escena

Nuestro proyecto de fin de carrera va a estar centrado sobre el diseño, desarrollo e implementación de un instrumento versátil que sea capaz de tomar señales biológicas y procesarlas para poder medirlas y poder obtener un ECG (electrocardiograma) de forma no invasiva, y variando las entradas poder obtener también señales para un EMG (electromiograma), EEG (electroencefalograma) y EOC (electrooculograma)

La idea de hacer este proyecto nació a partir de unos artículos realizados por Rubén Martín Clemente y Fernando Muñoz Chavero, ambos profesores de nuestra escuela y siendo el último el que ha tutorizado este proyecto. Los títulos de estos artículos son: “Plataforma para la evaluación de algoritmos de detección del electrocardiograma fetal” y “Monitorización Electrocardiográfica fetal no invasiva”, en el último artículo también participa E.Lang.

Sus artículos tratan sobre cómo hacer posible la monitorización electrocardiográfica fetal no invasiva, desarrollando un filtro para separar la señal de la madre que es la dominante respecto a la del feto. A continuación desechar la señal de la dominante para quedarnos la del niño que es de unos tres órdenes de magnitud inferior a esta.

Para poder abordar esta empresa, hemos tenido que leer con detenimiento qué buscábamos, objetivos posibles a llegar y un estudio de trabajos anteriores para recopilar información y a partir de ello, diferenciar los diferentes trabajos que tendríamos que realizar y conseguir unos objetivos cerrados que buscaremos resolver.

Comenzamos a buscar toda la información posible que nos pudiera ayudar en el proceso, arrancando desde los artículos y con las ideas claras encontramos algunos trabajos anteriores relacionados con la adquisición de señales biológicas los cuales hemos mencionado antes. De los trabajos previos encontrados cabe destacar uno de ellos, una tesis doctoral de Albano Carrera González de la Universidad de Valladolid titulada “INNOVACIONES EN SISTEMAS E INTERFACES HUMANOMÁQUINA: APPLICACIÓN A LAS TECNOLOGÍAS DE REHABILITACIÓN”. En esta tesis podemos encontrar varios circuitos de acondicionamiento de señal biológicas para su posterior medida entre un amplio desarrollo del mismo.

Usando como sustento los datos de esta tesis y adaptándola a nuestros objetivos, nos embarcamos en la primera parte de nuestro proyecto, poder realizar una toma de señales biológicas y procesarla en un circuito versátil para poder ejecutar diferentes pruebas médicas.

En el siguiente apartado comentaremos más extensamente la información recogida que vamos a utilizar durante el proceso para poder tener bien fijadas nuestras bases e ir bien preparados a nuestro trabajo

1.2 Trabajos previos al proyecto

La idea original en la que nos envolvió en este proyecto es la realización de un dispositivo de toma de señales biológicas, toma de la señal y procesado de esta para poder filtrar el electrocardiograma de una madre de la del feto durante el embarazo.

Durante el proceso hemos ido modificando los objetivos dependiendo de los estudios en los que nos apoyamos, los resultados conseguidos y el gasto de tiempo necesario para los hitos del proyecto.

Ha sido un trabajo largo de búsqueda de objetivos alcanzables y de diferenciación de los distintos trabajos de los que tendrá que componerse para llegar al objetivo final.

Para la clarificación de los objetivos finales del trabajo hemos tenido en cuenta hasta dónde seríamos capaces de abarcar siguiendo un camino, y cuáles serían los hitos acertados para llegar hasta la meta, aprovechando lo máximo nuestro trabajo y economizando el tiempo disponible.

Como hemos introducido en el comienzo de este proyecto, este trabajo tiene como objetivo, la toma de señales biológicas, para su posterior procesamiento en tiempo real con finalidades médicas.

La idea principal es poder fabricar un dispositivo para la adquisición de señales biológicas versátil, con el cual se pueda medir el ECG (electrocardiograma) así también como el EMG (electromiograma) ,el EEG (electroencefalograma) ó el EOC (electrooculograma) cambiando unas señales de control.

Para resumir estas líneas, la idea que queremos seguir es poder cubrir un espectro bastante amplio de recogida de datos biológicos tomados por un dispositivo diseñado para que con unas señales de control introducidas en el diseño de la placa, seleccionar el rango de frecuencia deseado el cual va casado con un tipo de señales biológicas distintas mencionadas en el párrafo anterior.

Existe evidencia cierta de que la monitorización del electrocardiograma fetal continua en gestantes de bajo riesgo se asocia a un aumento significativo de la tasa de cesáreas y de partos instrumentados. La causa de esto es que en la práctica, los registros de los parámetros fisiológicos en extraña ocasión permiten diagnósticos infalibles por lo cual la tasa de alarmas falsas se dispara.

Sin embargo existen, existen múltiples factores de riesgo en los que es más aconsejable el control continuo del electrocardiograma fetal.

En el artículo de Rubén Martín Clemente y Fernando Muñoz Chavero titulado “Plataforma para la evaluación de algoritmos de detección del electrocardiograma fetal” tenemos varias imágenes de electrocardiogramas a mujeres embarazadas que nos ayudarán a entender la búsqueda de nuestro trabajo. Este trabajo mencionado es uno de los que hemos sacado la idea de realizar este proyecto, y aquí debajo mostramos tres imágenes de diferentes apartados del proceso de lectura del electrocardiograma fetal en los cuales se pueden apreciar la parte dominante de la madre y también la componente fetal visible a simple vista.

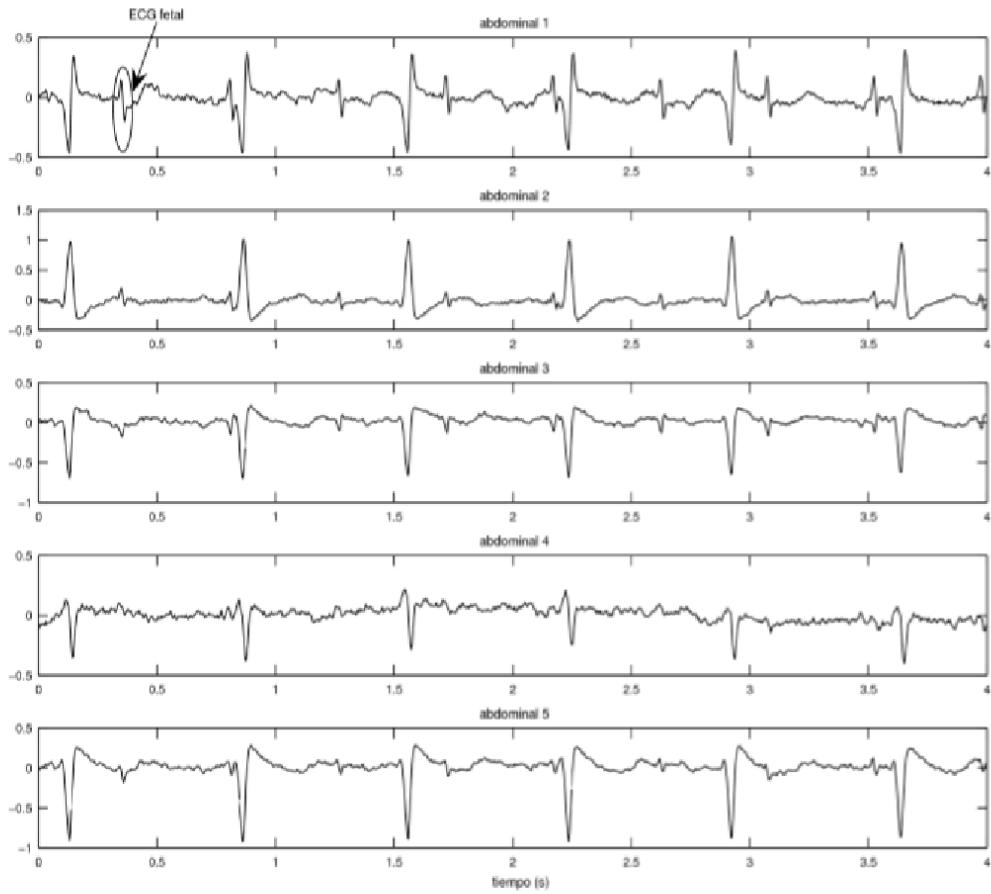


Figura 1: Registros abdominales maternos (semana 36)

La Figura 1 representada arriba y la Figura 2 mostrada abajo, nos permiten ver un fragmento de los registros obtenidos a partir de 8 pares de electrodos superficiales para medir la señales sobre la piel posicionadas sobre el vientre de la madre.

Estas representaciones correspondientes a la semana 36 de embarazo han sido digitalizadas según indica el artículo con una tasa de muestreo de 250 Hz y 12 bits de resolución.

Aunque el electrocardiograma materno es claramente dominante, la componente fetal resulta perceptible a simple vista como se puede apreciar en las imágenes tomadas del artículo.

En el artículo, utilizan para las pruebas del laboratorio una placa BeagleBoard de Texas Instruments para la evaluación de procesos múltiples. Este dispositivo está formado por un microprocesador ARM, Un DSP de punto fijo para procesar las señales, memoria cache multinivel, una unidad de procesamiento gráfico y además esta placa dispone de 512 Mb de RAM.

En el artículo utilizan esta placa para poder implementar un algoritmo que filtre la señal de entrada a su paso por la placa y poder conseguir un electrocardiograma filtrado despreciando la señal dominante de la madre y salvando la del feto amplificada que es de varios órdenes de amplitud menor a esta

En la Figura 3 nos muestra una placa BeagleBoard XM como la utilizada en el artículo.

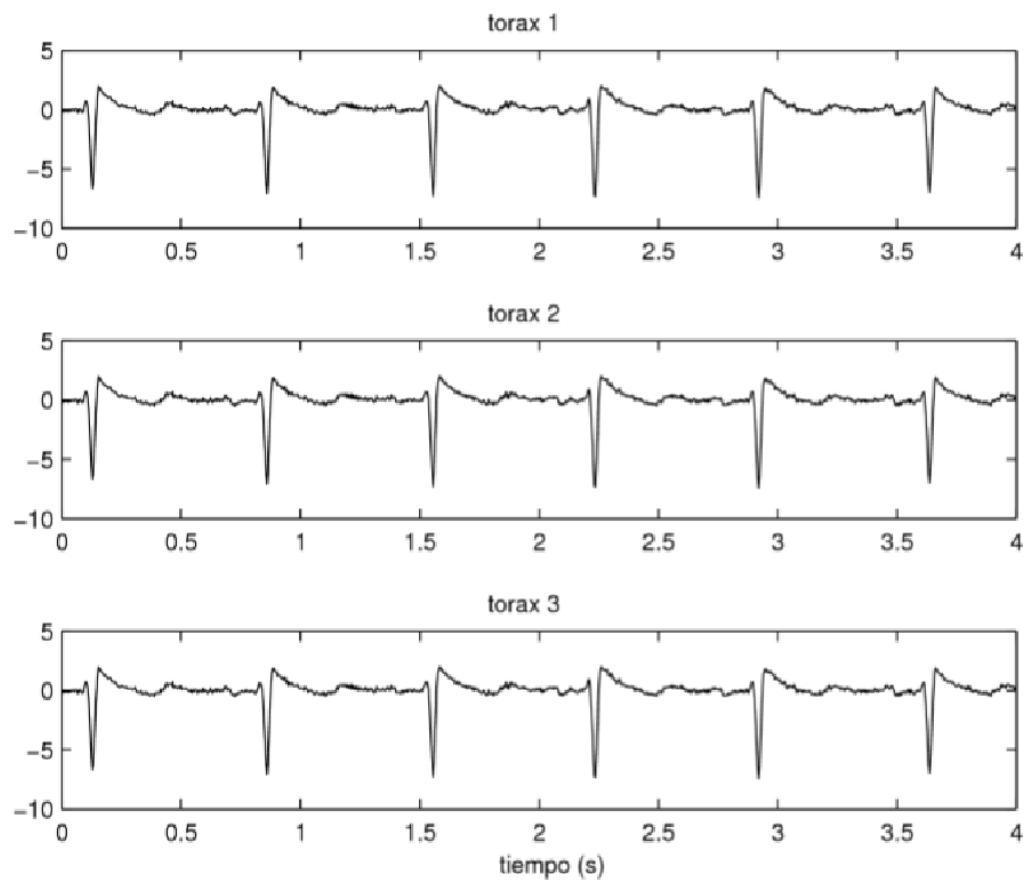


Figura 2: Registros torácicos maternos (semana 36 de gestación)

Así pues, este proyecto nos ayuda a dar un paso más hacia el diseño de un prototipo final que pueda dar un servicio de utilidad clínica en estos casos.

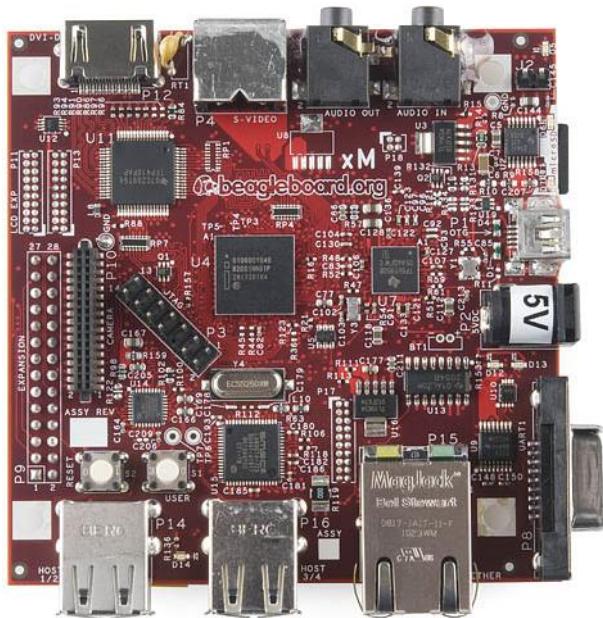


Figura 3: BeagleBoard XM de Texas Inst.

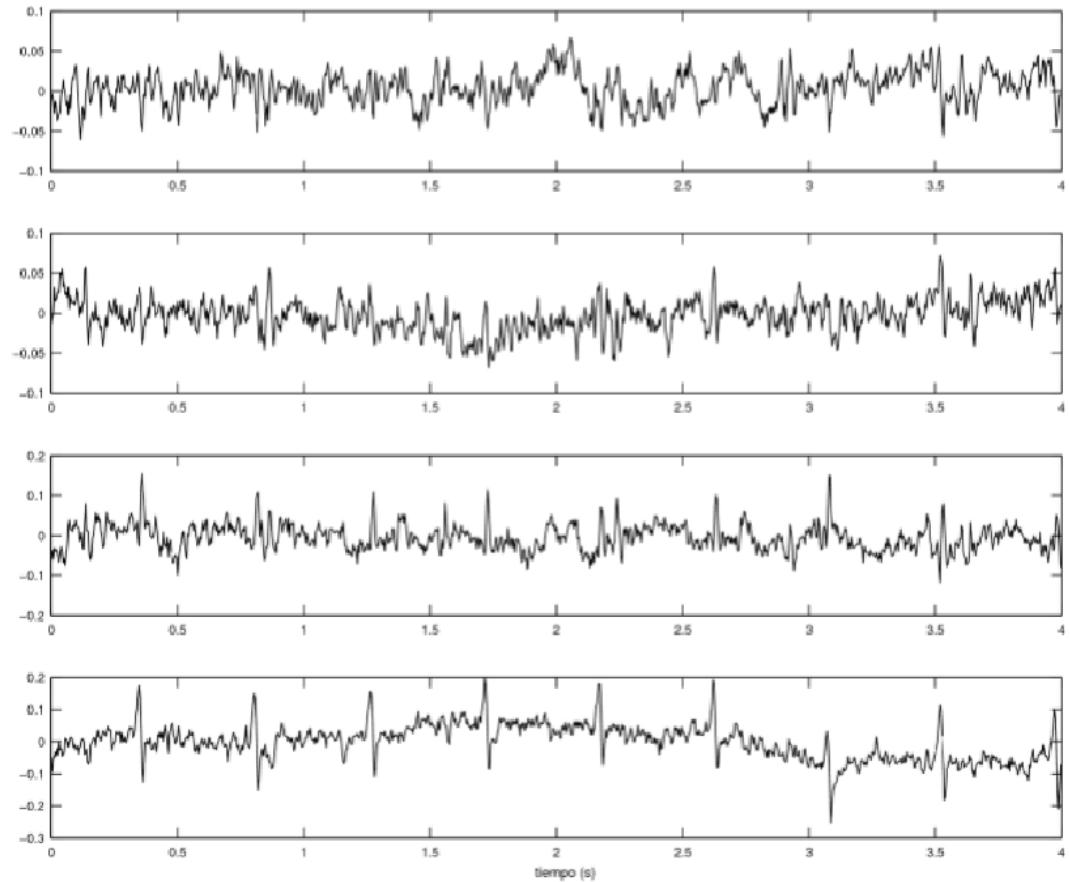


Figura 4: Resultados obtenidos tras el filtrado propuesto en el artículo

A continuación introduciremos cómo son las señales a tomar y cómo poder tomarlas de forma general ya que estamos abordando un amplio espectro de señales bioeléctricas y su importancia en el estudio.

1.3 Potenciales bioeléctricos

Para medir potenciales bioeléctricos hace falta un transductor capaz de convertir potenciales y corrientes iónicas en potenciales y corrientes eléctricas. Un transductor de este tipo consta de dos electrodos, que miden la diferencia del potencial iónico entre sus puntos de aplicación respectivos.

Aunque en algunas ocasiones se pueden hacer medidas de potenciales de acción individuales, dichas medidas son difíciles ya que exigen una colocación precisa de un electrodo.

La forma más común de medida de biopotenciales es el efecto combinado de una gran cantidad de potenciales de acción tal como aparecen en la superficie del cuerpo, o en uno o más electrodos insertados en un músculo, nervio o zona cerebral.

1.3.1 Electrocardiograma

Los biopotenciales generados por los músculos del corazón producen el electrocardiograma, abreviado ECG. Para comprender el origen del ECG es necesario conocer la anatomía cardiaca.

El corazón se encuentra dividido en cuatro cámaras, las dos superiores o aurículas están sincronizadas para actuar juntas, las dos inferiores o ventrículos, de forma análoga, actúan conjuntamente.

La aurícula derecha recibe la sangre de las venas del cuerpo que se bombea hacia el ventrículo derecho que, a su vez, la bombea a los pulmones para su oxigenación. La sangre enriquecida con oxígeno pasa a la aurícula izquierda que la bombea al ventrículo izquierdo y éste la bombea a las arterias para que circule por todo el cuerpo. Dado que los ventrículos se encargan del bombeo de la sangre a los vasos, los músculos ventriculares son mucho mayores y más importantes que los de las aurículas. Para que el sistema cardiovascular funcione adecuadamente, todas las cámaras del corazón deben funcionar con una interrelación temporal exacta.

Cada potencial de acción en el corazón se origina cerca del extremo superior de la aurícula derecha en un punto denominado marcapasos o nódulo sinoauricular.

El marcapasos es un grupo de células especializadas que generan espontáneamente potenciales de acción a un ritmo regular, aunque controlado por inervación.

Para iniciar el latido cardíaco, el potencial de acción generado por el marcapasos se propaga en todas direcciones a lo largo de la superficie de ambas aurículas. El frente de onda de activación viaja paralelo a la superficie de las aurículas hacia la unión de las aurículas y los ventrículos. La onda termina en un punto cerca del centro del corazón que se denomina nódulo auriculoventricular.

En este punto, unas fibras nerviosas especiales actúan como línea de retardo para lograr una temporización adecuada entre la acción de las aurículas y los ventrículos. Una vez que la excitación eléctrica ha atravesado la línea de retardo, se inician potenciales de acción en la musculatura de los ventrículos. Sin embargo, el frente de onda no sigue a lo largo de la superficie, sino perpendicular a ella y se mueve desde el interior hacia el exterior de la pared ventricular, terminando en la punta o ápice del corazón.

La onda de despolarización va seguida de una onda de repolarización de unos 0,2 a 0,4 segundos.

Esta repolarización no se inicia partiendo de células musculares vecinas, sino que se produce al volver

cada célula a su potencial de acción de forma independiente.

La figura 5 muestra un ECG típico tal como aparece cuando se registra en la superficie corporal. A cada una de las características sobresalientes del registro ECG se le ha dado una designación alfabética. Estas características pueden identificarse con los hechos relacionados con la propagación del potencial de acción. Para facilitar el análisis, el segmento horizontal de esta forma de onda que precede a la onda P se designa como línea de base o isopotencial. La onda P representa la despolarización de la musculatura auricular. El complejo QRS es el resultado combinado de la repolarización de las aurículas y la despolarización de los ventrículos que se producen casi simultáneamente. La onda T es la onda de repolarización ventricular, mientras que la onda U, si aparece, se cree que es el resultado de potenciales posteriores en los músculos ventriculares. El intervalo P-Q representa el tiempo que se retrasa la onda de excitación en las fibras cerca del nódulo auriculoventricular.

La amplitud, forma y polaridad de cada una de esas características explicadas varía con la situación de los electrodos de medida respecto al corazón en la superficie corporal del sujeto. Los cardiólogos normalmente basan sus diagnósticos en lecturas realizadas a partir de varias disposiciones de electrodos.

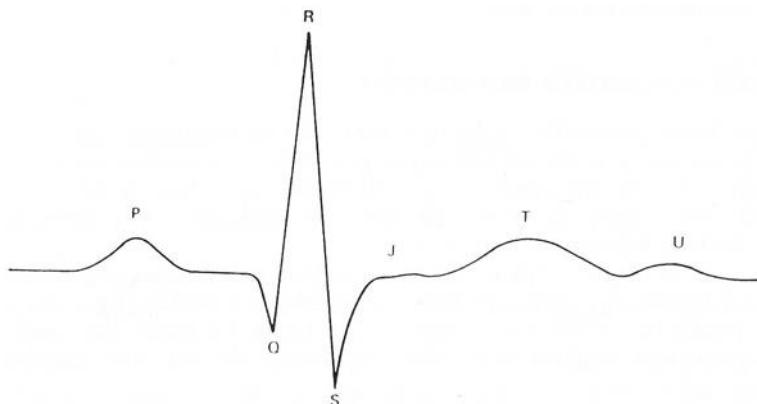


Figura 5: Forma de onda del electrocardiograma. Extraído de [27].

1.3.2 electroencefalograma

La representación registrada de los potenciales bioeléctricos generados por la actividad neuronal del cerebro se denomina electroencefalograma, el cual tiene una forma muy compleja y las formas de onda varían mucho con la situación de los electrodos de medida sobre la superficie del cuero cabelludo.

Los potenciales EEG, medidos en la superficie del cuero cabelludo, representan en realidad el efecto combinado de los potenciales neuronales de una región muy amplia de la corteza y de distintos puntos interiores. No obstante hay ciertas formas de onda del EEG características que se pueden relacionar con ataques epilépticos o con el sueño.

Una persona despierta, atenta, presenta por lo general un EEG de alta frecuencia y asíncrono. Mientras que un sujeto soñoliento con los ojos cerrados produce a menudo una gran cantidad de actividad rítmica en el margen de 8 a 13 hertzios. Cuando la persona empieza a quedar dormida, decrece tanto la

amplitud como la frecuencia de la forma de onda y, en el sueño ligero emerge una forma de onda de gran amplitud y baja frecuencia.

El sueño más profundo produce, generalmente, ondas todavía más lentas y de mayor amplitud. Sin embargo, en algunas ocasiones una persona incluso estando profundamente dormida, presenta espontáneamente una forma de EEG de alta frecuencia y asíncrona durante un rato y luego vuelve a la forma de sueño de baja frecuencia.

El periodo EEG de alta frecuencia que se produce durante el sueño se denomina sueño paradójico, debido a que el EEG se parece más al de una persona despierta y atenta que dormida.

Otro nombre con el que se conoce es movimiento ocular rápido (REM, del inglés *Rapid Eye Movements*) debido a que asociado con el EEG de alta frecuencia hay una gran cantidad de movimiento rápido de los ojos por debajo de los párpados cerrados. Este fenómeno se asocia a menudo con los sueños.

La frecuencia del EEG está afectada por la actividad mental de una persona.

Como ya se ha indicado, el contenido de frecuencias de la señal EEG es de gran importancia. Además, son de gran interés las relaciones de fase entre señales EEG similares de diferentes puntos del cerebro. Otro tipo de medida EEG es la respuesta evocada. Se trata de una medida de la alteración de la señal EEG producida mediante un estímulo externo fácilmente repetible.

1.3.3 Electromiograma

Los potenciales bioeléctricos asociados con la actividad muscular constituyen el electromiograma o EMG. Esos potenciales se pueden medir en la superficie del cuerpo cerca del músculo de interés o directamente en el músculo atravesando la piel con electrodos de aguja. Dado que la mayoría de las medidas EMG se proponen obtener, más bien, una indicación de la cantidad de actividad de un músculo determinado, o un grupo de músculos, que de una fibra muscular individual, la señal es, generalmente, una suma de los potenciales de acción individuales de las fibras que constituyen el músculo o músculos donde se mide.

Igual que en el EEG, los electrodos de EMG recogen potenciales de todos los músculos dentro de su alcance. Esto significa que los potenciales de músculos grandes cercanos pueden interferir con los intentos de medir el EMG de músculos pequeños, aún cuando los electrodos se coloquen directamente sobre los músculos pequeños.

Cuando este hecho representa un problema, resulta inevitable el uso de electrodos de aguja insertados en el interior del músculo.

El potencial de acción de un músculo o fibra nerviosa determinada tiene una magnitud fija, independiente de la intensidad del estímulo que genera la respuesta. Así, en un músculo, la intensidad con que actúa no incrementa la altura neta del impulso del potencial de acción, sino que incrementa el ritmo con que se dispara cada fibra muscular y el número de fibras que se activan en un instante determinado.

La amplitud de la forma de onda EMG medida es la suma instantánea de todos los potenciales generados en un instante determinado.

Dado que esos potenciales de acción se producen tanto con polaridades positivas como negativas en un par de electrodos determinado, a veces se suman y a veces se cancelan. De este modo, la señal EMG se parece mucho a un ruido aleatorio, siendo la energía de la señal función de la cantidad de actividad muscular y de la situación de los electrodos.

Bajo ciertas condiciones de contracción isométrica, la integral tensión-tiempo de la señal EMG tiene una relación lineal con la tensión isométrica voluntaria en un músculo.

Hay también formas EMG características asociadas con condiciones especiales como la fatiga o el temblor.

1.3.4 Otros potenciales bioeléctricos

Además de los tres potenciales bioeléctricos más significativos ya expuestos, se pueden obtener del organismo otras señales eléctricas, aunque la mayor parte de ellas son variaciones especiales del EEG, EMG o trenes de disparo nervioso.

El electrooculograma, EOG, es una medida de las variaciones del potencial córnea-retina en función de la posición y movimiento del ojo.

Estos potenciales bioeléctricos se asemejan entre sí debido a que son datos significativos a la hora de realizar un diagnóstico, y se diferencian en su rango frecuencial en tan sólo unos herzios. Es por esto que tomamos la determinación de intentar hacer un dispositivo que pueda modularse dependiendo del tipo de dtos que nos interese tomar.

En el siguiente subapartado mostraremos mejor el rango comparativo de todos ellos.

1.3.5 Espectro de frecuencias de las señales bioeléctricas

La figura 6 muestra los márgenes de frecuencia en los que se sitúan las señales bioeléctricas y los biopotenciales más comunes. Asimismo, se muestra el margen de amplitudes de cada uno de los tipos diferentes de señales. De esta manera, se muestran los márgenes referentes a los potenciales de continua, incluyendo los voltajes intracelulares y otros tomados en diferentes puntos del cuerpo humano, el EOG, el EEG, el ECG, el EMG y el potencial de acción, todos ellos explicados en este apartado.

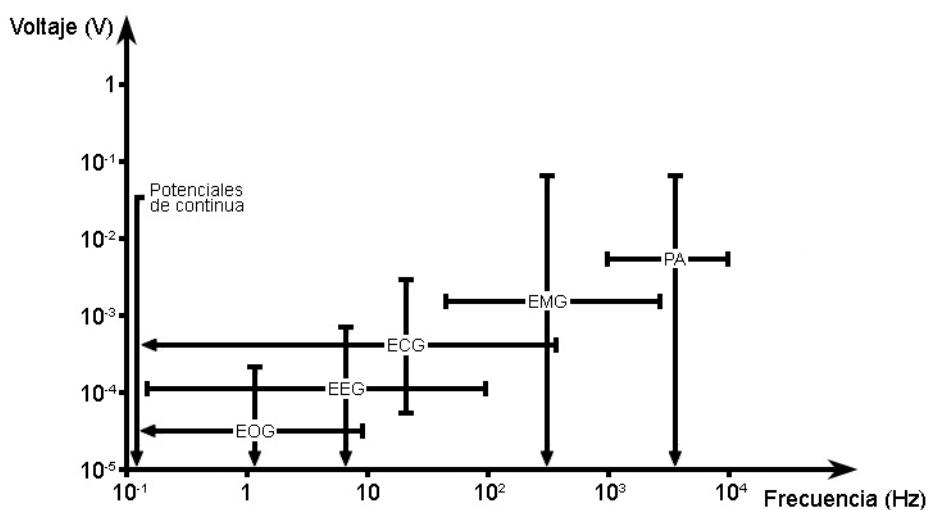


Figura 6: Espectro de frecuencias y amplitudes de señales bioeléctricas típicas. Potenciales de continua: voltajes intracelulares y otros, EOG: electrooculograma, EEG: electroencefalograma, ECG: electrocardiograma, EMG: electromiograma y PA: potencial de acción. Adaptado de [28].

Como puede observarse existen bandas frecuenciales con grandes solapamientos de señales, estos serán los márgenes de mayor interés para los dispositivos de acondicionamiento de señales bioeléctricas. El problema que presenta el solapamiento existente es que será necesario buscar una disposición adecuada de los electrodos de captación e intentar reducir la generación de señales, consiguiendo un estado de reposo, para evitar interferencias.

1.4 Desarrollo de dispositivos de adquisición de señales biológicas

Existen numerosas publicaciones en el ámbito de la creación de dispositivos médicos y, concretamente, referidos a la adquisición de señales bioeléctricas y su acondicionamiento.

Como primera referencia, cabe destacar un libro de adquisición general de señales,

[4], donde se explican de forma detallada los sistemas de adquisición, desarrollando cada una de las funciones necesarias desde la adaptación de la entrada hasta la de la salida.

Se explican los diferentes elementos que formarán parte del circuito que se pretende desarrollar así como sus posibles aplicaciones. Será por lo tanto, una referencia clave para la construcción de cualquier tipo de sistema de adquisición como el que se tratará en este documento.

Si se cierra el cerco en cuanto a bibliografía se refiere en el ámbito de interés, la ingeniería biomédica, aparecen otros libros como [5] donde aparte de explicarse las diversas medidas que pueden realizarse en cada uno de los sistemas presentes en el cuerpo humano, se exponen las formas de realizar diferentes tipos de procesados de las señales recogidas y, adicionalmente, se explican los distintos tipos de instrumentación que pueden utilizarse para la recogida de datos procedentes del organismo. De esta forma, aparecen publicaciones como [6] donde se cubren todos los aspectos de los dispositivos electrónicos médicos. Se presentan tanto aspectos básicos como avanzados, de forma que un ingeniero sin mucha base médica o un médico sin mucha base electrónica pueda llegar a implementar un dispositivo completamente operativo.

Los amplificadores bioeléctricos requieren una alta ganancia, una baja densidad equivalente de ruido, un alto rechazo al modo común (CMRR, del inglés *Common Mode Rejection Ratio*) y una elevada impedancia de entrada. Estas características son fácilmente alcanzables utilizando un amplificador de instrumentación. Asimismo es necesario utilizar varias etapas para conseguir la ganancia adecuada para las señales de interés dependiendo de la señal, estas ganancias no pueden ser alcanzadas en una sola etapa debido a problemas con la saturación, de hecho, es recomendable que la ganancia del amplificador de instrumentación no sea muy elevada

Además, es importante que estos dispositivos presenten un alto nivel de aislamiento para evitar daños en los pacientes.

Desde hace algunos años, han sido numerosos los autores que se han centrado en trabajos de desarrollo de dispositivos amplificadores para señales bioeléctricas. De esta forma, aparecen trabajos como [7] donde se presenta un dispositivo de amplificación, en dos etapas, incluyendo un sistema de commutación de resistencias para conseguir cambios en la ganancia, fijando un coste asequible para las aplicaciones a las que se orienta. En [8] se presenta un circuito de adquisición de dos canales que incorpora ganancias y niveles de continua a la

salida ajustables con potenciómetros y, adicionalmente, incorpora acoplador de alterna, rectificación y filtrado paso bajo opcionales.

Uno de los principales problemas con los amplificadores bioeléctricos reside en el rechazo de la componente continua de la señal y según numerosos estudios lo más indicado es el uso de supresión activa

Existen numerosas formas de supresión del nivel de continua: incluyendo un condensador en serie con la resistencia que fija la ganancia en el amplificador diferencial de entrada, colocar un condensador de acoplamiento en la entrada del amplificador, incluir *buffers* de entrada para el acoplamiento en alterna consiguiendo altas impedancias de entrada o colocar transformadores de audio a la entrada; en todos estos casos se produce una degradación del CMRR y las características de ruido del circuito y, además, estas técnicas necesitan valores poco prácticos de los componentes pasivos.

Normalmente, el valor de continua rechazado no suele ser aprovechable ya que se debe a artefactos no biológicos, sin embargo, existen aplicaciones donde pueden ser de interés tras un posterior procesado, presenta un circuito que incluye una salida con el nivel de continua presente a la entrada, además, de la salida convencional con la señal de interés con la continua rechazada.

Existen trabajos que se centran únicamente en mejorar una de las características esperadas en los sistemas de amplificación bioeléctricos donde se trabaja en la mejora del acoplamiento en alterna obteniendo un alto CMRR, [9], o analizan las propiedades que tiene que tener un sistema de adquisición de señales bioeléctricas a su entrada, haciendo especial hincapié en el acoplamiento en alterna ofreciendo una alta impedancia [10]. Para mejorar estas características, las investigaciones de [11] han conseguido desarrollar un sistema de medida continua de la impedancia entre el sujeto y los electrodos. Normalmente, esta comprobación se realiza al principio mediante un circuito adicional que se puentea para que no afecte a las medidas pero, en este caso, se utiliza una señal adicional en el modo común para realizar una continua exploración. En la mayoría de los casos se presentan sistemas completos para la adquisición y acondicionamiento de señales.

[12] desarrolla un sistema integrado de adquisición de señales biomédicas (ECG, EEG, EP y señales relativas a la respiración). La arquitectura del sistema posee tres cabeceras analógicas para la adquisición de señales que una vez adquiridas se pasan al dominio digital para facilitar su procesado. El dispositivo incorpora opciones de autocalibración y un auto-test de comprobación y está desarrollado en tecnología CMOS de 350 nm para su integración.

En [13] se muestra un amplificador orientado a ECG pero también válido para otros biopotenciales, desarrollado en tecnología CMOS de 500 nm, con un pequeño consumo y alto rechazo al modo común.

En [14] se presenta un diseño de bioamplificador orientado a señales EEG y [15] presenta una simulación de un sencillo amplificador para la adquisición de señales bioeléctricas que, únicamente, incorpora dos etapas: un amplificador de instrumentación y un filtro de ranura

Algunos trabajos como [16] y [17] realizan comparativas entre diferentes amplificadores para biopotenciales atendiendo a los parámetros de interés como el CMRR la ganancia, la fase o las características de ruido de cada dispositivo.

1.5 Electrodos

1.5.1 Búsqueda de información sobre los electrodos a utilizar

Después de un repaso a estudios de trabajos previos a nuestro proyecto, potenciales bioeléctricos y búsqueda de trabajos de desarrollo de dispositivos de adquisición de señales biológicas, nos queda hacer un pequeño repaso al dispositivo encargado de tomar la señal bioeléctrica, es decir, la interfaz entre el circuito y el cuerpo humano.

Tendremos que mirar con detenimiento cuáles son sus características, estudios previos y un acercamiento a estos dispositivos para poder tener controlado esta parte del nuestro proyecto.

Observando el resultado de algunas formas de onda de potencial bioeléctrico, se puede sacar fácilmente la conclusión de que los electrodos de medida son simplemente puntos de contacto o terminales con los que se obtienen tensiones en la superficie del cuerpo.

Además, la pasta electrolítica o gel empleado frecuentemente en las medidas podría considerarse que se aplica sólo con la finalidad de reducir la impedancia de la piel para disminuir la impedancia total de entrada del sistema. Sin embargo, esta conclusión es incorrecta y no satisface la teoría que explica el origen de esos potenciales bioeléctricos. Hay que darse cuenta de que los potenciales bioeléctricos generados en el organismo son potenciales iónicos, producidos por flujos de corrientes iónicas. La medida eficiente de esos potenciales iónicos requiere que sean convertidos en potenciales electrónicos antes de que puedan medirse con métodos convencionales. Los dispositivos que convierten los potenciales iónicos en potenciales electrónicos se denominan electrodos. La teoría de electrodos y los principios que rigen en su diseño son inherentes a una comprensión de la medida de potenciales bioeléctricos.

La interfase de iones metálicos en disolución con sus metales asociados da lugar a un potencial eléctrico que se denomina potencial de electrodo. Este potencial es un resultado de la diferencia de los ritmos de difusión de iones hacia dentro y hacia fuera del metal. El equilibrio se alcanza con la formación de una capa de carga en la interfase. Esta carga es en realidad una doble capa, siendo la capa más próxima al metal de una polaridad y la capa próxima a la disolución, de polaridad opuesta. En los electrodos utilizados para medir potenciales bioeléctricos, el potencial de electrodo se produce en la interfase de un metal y un electrolito.

En la medida de fenómenos bioeléctricos se pueden utilizar una amplia variedad de electrodos; casi todos se pueden clasificar como pertenecientes a uno de tres tipos básicos: microelectrodos, electrodos superficiales y electrodos de aguja. Los microelectrodos son los utilizados para medir potenciales bioeléctricos cerca o dentro de una célula. Los electrodos superficiales se utilizan para medir potenciales ECG, EEG y EMG en la superficie de la piel.

Finalmente, los electrodos de aguja son aquellos utilizados para atra-

vesar la piel a la hora de registrar potenciales. Con este tipo de electrodos se pueden registrar potenciales EEG en una región local del cerebro o potenciales EMG en un grupo muscular específico. Asimismo, estos tipos de electrodos pueden utilizarse para tareas de electroestimulación.

Los tres tipos de electrodos para biopotenciales presentan la interfase metal-electrolito que se ha comentado. En cada caso, aparece un potencial de electrodo en la interfase, proporcional al intercambio de iones entre el metal y los electrolitos del organismo. La doble capa de carga de la interfase actúa como condensador. Así, el circuito equivalente del electrodo para biopotencial en contacto con el cuerpo, consiste en una tensión en serie con una red resistencia-condensador, figura 7.

Dado que la medida de potenciales bioeléctricos requiere dos electrodos, la tensión medida es en

realidad la diferencia entre los potenciales instantáneos de los dos electrodos, se puede obtener el circuito equivalente utilizando el circuito mostrado en la figura 2-10. Si se utilizan electrodos del mismo tipo, la diferencia es por lo general pequeña y depende esencialmente de la diferencia real de potencial iónico entre los dos puntos del cuerpo en los que se realizan las medidas. Sin embargo, si los dos electrodos son diferentes, pueden producir una tensión continua importante que podría dar lugar a un flujo de corriente a través de ambos electrodos así como a través del amplificador al que están conectados. La tensión continua debida a la diferencia en los potenciales de electrodo se denomina tensión de *offset* de los electrodos y la corriente resultante se confunde a menudo con un verdadero fenómeno fisiológico. Este hecho es importante ya que incluso dos electrodos del mismo material pueden producir una pequeña tensión de *offset*.

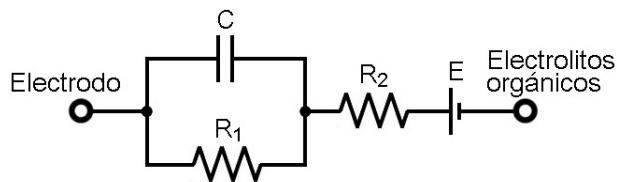


Figura 7: Circuito equivalente de la interfase de electrodo para biopotencial.

Además de la tensión de *offset* de los electrodos, la actividad química que tiene lugar en un electrodo puede dar lugar a la aparición de fluctuaciones en la tensión sin ninguna entrada fisiológica, apareciendo como ruido sobre las señales bioeléctricas. Este ruido se puede reducir con una elección adecuada de los materiales o con un tratamiento especial, como, por ejemplo, recubrir los electrodos con algún método electrolítico para mejorar la estabilidad.

La red resistencia-condensador mostrada en la figura superior representa la impedancia de los electrodos, una de sus características más importantes, como valores fijos de resistencia y capacidad. Lamentablemente, la impedancia no es constante y depende, debido al efecto de la capacidad, de la frecuencia. Además, tanto el potencial de electrodo como la impedancia varían por un efecto denominado polarización. Este efecto es el resultado del paso de corriente continua a través de la interfase metal-electrolito. Si el amplificador al que están conectados los electrodos tiene una impedancia de entrada alta, el efecto de la polarización o cualquier otro cambio en la impedancia del electrodo queda minimizado.

El tamaño y el tipo de electrodo también son importantes en la determinación de la impedancia del electrodo. Los electrodos más grandes tienden a tener impedancias más pequeñas. Los electrodos superficiales suelen tener impedancia de 2 a 10 kiloohmios, mientras que los electrodos de aguja y los microelectrodos tienen impedancias mucho mayores. Para obtener resultados óptimos en la lectura o registro de los potenciales medidos por los electrodos, la impedancia de entrada del amplificador debe ser varias veces la de los electrodos.

1.5.2 Electrodos superficiales

Los electrodos utilizados para obtener potenciales bioeléctricos en la superficie del cuerpo se encuentran en una variedad de tamaños y formas. Aunque para medir potenciales ECG, EEG y EMG se puede utilizar cualquier tipo de electrodo superficial, los electrodos más grandes están asociados generalmente a ECG, dado que la localización de la medida no es importante, mientras que los

electrodos más pequeños se emplean en medidas EEG y EMG. Las primeras medidas de potenciales bioeléctricos utilizaban electrodos de inmersión que eran simplemente cubos de disolución salina en los que la persona colocaba sus manos y pies, un cubo para cada extremidad. Este tipo de electrodo, como cabe esperar, presentaba muchas dificultades, como restricción en la posición del individuo y peligro de vertido del electrolito. Una gran mejora respecto a los electrodos de inmersión fueron los electrodos de placa, que se introdujeron por primera vez alrededor de 1917. Originalmente, estos electrodos estaban separados de la piel del individuo por almohadillas de algodón o fieltro empapadas con una solución salina concentrada. Posteriormente, un gel o pasta conductora reemplazó a las almohadillas empapadas y permitió que el metal contactase con la piel. Otro tipo de electrodo muy antiguo es el electrodo de copa de succión, donde solo el borde del electrodo contacta con la piel. Una de las dificultades al utilizar electrodos de placa es la posibilidad de deslizamiento o movimiento del electrodo. En los electrodos de copa de succión también sucede lo mismo al cabo de un tiempo suficientemente largo. Se ha intentado subsanar este problema mediante la inclusión de sujetaciones adhesivas y una superficie irregular que penetra en la piel para disminuir la impedancia de contacto y reducir el deslizamiento.

El gran problema de los electrodos que se han presentado es que son sensibles al movimiento. Incluso el más mínimo movimiento cambia el espesor de la fina película de electrolito entre el metal y la piel y produce, de este modo, cambios en el potencial e impedancia del electrodo. En muchos casos, los cambios de potencial son tan graves que bloquean completamente los potenciales bioeléctricos de interés.

Posteriormente, apareció otro tipo de electrodo. El electrodo flotante, con distintas dimensiones. El principio de este electrodo es eliminar prácticamente los artefactos del movimiento evitando cualquier contacto directo del metal con la piel. El único camino conductor entre el metal y la piel es el gel o pasta electrolítica, que forma un puente de electrolito.

Generalmente, los electrodos flotantes se sujetan a la piel mediante anillos adhesivos por los dos lados que se adhieren tanto a la superficie plástica del electrodo como a la piel.

Los problemas que aparecieron en la monitorización del ECG de astronautas durante largos períodos de tiempo y bajo condiciones de transpiración y movimiento considerable, llevó al desarrollo de electrodos de spray, en los que se rocía o pinta una pequeña mancha de adhesivo conductor sobre la piel que previamente ha sido tratada con un recubrimiento de electrolito.

Existen otros tipos de electrodos de un solo uso que pretenden eliminar la necesidad usual de limpieza y cuidados después de cada aplicación. Los electrodos desechables son en general del tipo flotante con conectores de cierre automático simple, mediante los que se unen las conexiones que son reutilizables.

Para otras aplicaciones se han desarrollado tipos especiales de electrodos superficiales, los electrodos de pinza para la oreja, utilizados como referencia en medidas EEG. Los electrodos de mecha que consisten en un contacto metálico en interfase con una mecha blanda llena de electrolito, utilizados en aplicaciones donde no se puede tolerar la presión o el peso de un electrodo normal. Finalmente, los electrodos superficiales para EEG sobre el cuero cabelludo que son generalmente pequeños discos de unos 7 milímetros de diámetro o pequeñas bolitas de soldadura que se colocan sobre el cuero cabelludo limpio a través de una pasta de electrolito.

1.5.3 Estudio de electrodos

Un aspecto crítico a la hora de la obtención de señales EMG del cuerpo humano es la colocación de los electrodos.

Existen estudios, [18], [19], [20], [21] y [22], donde se realiza una valoración de cómo afecta la posición de los electrodos a la señal muscular adquirida y cual es la zona de los músculos que ofrece una mejor respuesta en el momento de obtención de las señales de interés. Para ello se realizan, por ejemplo, estudios con *arrays* de electrodos situados en un mismo músculo y un, posterior, procesado de las señales recogidas para valorar en que zonas se han conseguido mejores resultados. En [23] se realiza un análisis del efecto en la posición de los electrodos en cinco músculos diferentes mientras el sujeto camina, se utilizan sujetos sanos que no utilizan la fuerza máxima de sus músculos para caminar.

Este estudio co

ncluye que las señales EMG dependen de la posición de los electrodos en lo referente a sensibilidad pero no en cuanto al tiempo de activación. Además, se realiza un estudio de las interferencias producidas entre los diferentes músculos durante la actividad realizada. [24] centra su estudio sobre qué frecuencias se ven más afectadas con la posición de los electrodos sobre la superficie de la piel del sujeto. Para realizar este análisis se utiliza un procesado mediante *wavelets* y se concluye que las diferencias entre las posiciones de la señales residen en las frecuencias bajas del espectro de las señales EMG (entre 2 y 110 hercios) mientras que para frecuencias superiores a 110 hercios, no se aprecian diferencias. Por otro lado, el estudio [25] presenta las ventajas de un tipo de electrodo de tres terminales concéntricos para la adquisición de señales EEG, considerando las virtudes frente a los electrodos convencionales. Para finalizar este apartado, se incluirá en esta revisión un trabajo, [26], que estudia el influjo en parámetros corporales del uso de electrodos invasivos (agujas) para obtener señales de electromiograma. Tras las pruebas realizadas, a 50 pacientes mientras se les realizaban pruebas de obtención de señales EMG, mediante agujas, en 54 músculos, los resultados muestran que no existe correlación entre cambios en la presión sanguínea o en la frecuencia del bombeo cardiaco y el uso de electrodos de aguja en el sujeto por el dolor implicado.

En la Figura 8 podemos ver mostrados algunos ejemplos de electrodos superficiales.

En este caso serían los típicos usados para tomar la señales de un encefalograma colocados sobre la piel del paciente.



Figura 8: Electrodes superficiales

1.6 Toma de contacto

Al empezar a estudiar nuestro proyecto, tras la recopilación de información y desarrollo de nuestra idea original, tuvimos que poner por etapas las diferentes partes a poner en práctica para llegar a nuestro objetivo inicial.

Al desarrollar los diferentes hitos en el tiempo de vida del proyecto para ver la viabilidad de hasta dónde podemos llegar, esbozamos las distintas labores que tendríamos que realizar para llegar a la meta.

Debido a la naturaleza de este proyecto, el cual tiene una parte de desarrollo Hardware y otra Software, debemos contar con la instrumentación adecuada y por ello la mayor parte de este proyecto se ha tenido que realizar en los laboratorios de la Escuela.

Después de plantear la forma que va a tomar el proyecto, empezamos por realizar el diseño de nuestro circuito de adquisición personalizado para nuestro proyecto.

Tras realizar un planteamiento y debatir las mejores opciones, planteamos un esquemático, después tuvimos que buscar un software adecuado para convertir esta idea en realidad.

El software elegido fue el Altium Designer (13.2), tras una puesta a punto y aprender la utilización del programa, realizamos al archivo esquemático.

Tras el esquemático, tuvimos que hacer pasar las pruebas antes de seguir. Tras limpiar los errores, realizar los distintos componentes en las librerías e intentar hacer nuestro diseño más fácil de soldar y economizar el material a utilizar, pasamos a la cara B del programa, que es la realización del PCB en Altium Designer.

A diferencia de la primera parte del diseño en la cual hemos tenido que realizar un esquem para que se entienda de manera visual, en esta parte tendremos que dimensionar la placa como la veremos una vez revelada.

Hay que tener en cuenta los dispositivos que vamos a usar y estudiar los datasheets para que coincidan después de su impresión.

Tras un minucioso trabajo y puesta a punto de todos los menesteres, logramos que el circuito esté listo para utilizarlo en formato digital. Con todo los archivos depurados y bajo control, nos dispusimos a realizar el revelado de la placa.

Para realizar la PCB (Print Circuit Board), sacamos de los archivos de la PCB hechos con anterioridad, un circuito impreso en papel cebolla con idea de comprobar las escalas y poder revelar la placa en la insoladora.

Con la placa revelada y verificada su calidad, tenemos que utilizar químicos para limpiar las partes sobrantes y repasar las zonas complejas. Tras esto, limpiamos los químicos y la resina de la PCB con acetona y realizamos los agujeros con un taladro de 0.8 mm de grosor.

Lista la placa PCB, nos tenemos que disponer a la parte más delicada para la obtención de nuestro circuito completo. Tenemos que ayudarnos de un soldador de estaño, estaño para soldar, Flux para ayudar la soldadura en el cobre, los componentes que hemos elegido para realizar nuestro circuito y cables para unir las conexiones con los dispositivos y comunicar la placa entre el “TOP” y el “BOTTOM” de esta (ya que hemos elegido que nuestro circuito tenga dos caras para economizar el espacio y el diseño).

Tras el trabajo de diseño, fabricación, montaje y soldadura de nuestro circuito, tenemos preparado un minucioso plan de pruebas a pasar para poder comprobar que el circuito es lícito, funciona y realizar una buena caracterización de cada una de sus partes por separados y en conjunto de ellas.

En los siguientes capítulos nos centraremos en una visión más profunda de cada una de las partes, sobre las pruebas y los resultados obtenidos en el laboratorio de la Escuela. Ahondaremos en los procesos utilizados y los pasos tomados para llegar a nuestro resultado final.

1.7 Nuestra idea

Estudiando el material del que nos hemos provisto para emprender nuestro proyecto, los posibles cauces de desarrollo, mirando con cuidado hacia dónde caminaba nuestro esfuerzo y las posibles aplicaciones que podría tomar, fuimos desarrollando nuestra idea y dando forma a un proyecto que ha estado modelándose de manera continua durante su proceso.

Antes de nada, debimos elegir qué apartados debemos realizar, centrar nuestros esfuerzos y sobretodo, hasta qué punto podíamos llegar sobre este extenso proyecto sobre mediciones biomédicas.

Nuestra idea es, poder diseñar el interfaz entre la piel humana y la BeagleBoard posterior la cual tratará las señales y se encargará de sacarlo por pantalla para poder leer las señales biomédicas.

Para ello, diferenciamos tres etapas distintas que tendrá nuestro proyecto, la primera, el diseño de la placa, la segunda, la fabricación de la placa y la tercera y última, los resultados de las pruebas del laboratorio.

1.7.1 La primera Etapa: Diseño de la placa

En esta etapa está contenido el proceso de diseño de un circuito que responda a nuestras necesidades, la elección de un programa software de diseño de PCB, el manejo y la programación de dicho software para obtener en formato digital manejable la configuración del circuito.

Dentro de esta etapa irá también la elección de los componentes y dispositivos integrados con los que tendremos que contar haciendo un cribado y seleccionando entre varios dispositivos parecidos en su finalidad teniendo en cuenta que luego vamos a tener que montarlos en una placa real.

Durante este apartado de creación de nuestro circuito, decidimos que nuestro proyecto pudiera manejar distintas señales biológicas configurando entradas de control para poder llegar a tomar resultados de un electrocardiograma, y además de un electromiograma, de un electroencefalograma y de un electrooculograma.

El objetivo de esta etapa es lograr tener un circuito el cual cumpla las especificaciones que buscamos, sea capaz de tomar las señales desde un electrodo y amplifique y filtre la señal de tal forma que sea capaz de acomodarla, despreciar la información que no nos interese y amplifique y acomode la información que queremos representar para su control médico.

1.7.2 La segunda Etapa: Fabricación de la placa

Tras un buen primer trabajo, es importante que haya sido comprobado y sea optimizado pensando en el futuro, ya que en la primera etapa se sustenta el resto del trabajo.

Apoyándonos en el software utilizado para diseño de circuitos, debemos emplearlo para diseñar ahora las conexiones de cómo irán colocadas sobre la placa PCB y creación de los componentes en una librería para que encajen a la hora de tener que soldar las piezas.

Esta parte tiene un carácter más práctico y trato con máquinas de laboratorio, búsqueda de componentes en empresas de fabricación de estas, manejo de herramientas y aparatos electrónicos del laboratorio de la escuela.

El objetivo de esta etapa es conseguir nuestro circuito diseñado previamente listo para poder usarse en un laboratorio, es decir tras el revelado de la placa, limpiado, taladrado de esta, hacer las soldaduras y conexiones necesarias para que el circuito tenga todo listo para introducir las señales y comprobar su comportamiento.

1.7.3 La tercera Etapa: Pruebas de funcionamiento

En esta etapa final confluye todo nuestro trabajo anterior, en ella llevamos a cabo la caracterización de cada una de las partes y de ella en su conjunto.

Para ello hemos tenido que usar el laboratorio de la escuela para simular las señales biológicas y comprobar que el circuito funciona correctamente.

También hemos tenido que ajustar algunas partes y afinarlo todo para que funcione en armonía como una orquesta.

Hemos sacado las salidas y dibujado las gráficas para un fácil entendimiento y uso posterior.

El objetivo de esta etapa es poder tener una guía de cómo funciona el circuito creado frente a las distintas señales de entradas para usarlas en líneas posteriores de investigación en nuevos proyectos que se sustenten en este.

A lo largo de este apartado profundizaremos sobre cada una de las configuraciones y distintos usos de ella para conseguir el resultado final que estamos buscando.

2 DISEÑO DE LA PLACA

2.1 Introducción al diseño

En este capítulo vamos a centrarnos en las dos primeras etapas en las que hemos dividido nuestro proyecto.

Empecemos por el principio, el diseño del circuito que queremos que nos lleve a cumplir los objetivos de nuestro proyecto. Tenemos que tener claro a qué señales nos estamos enfrentando y cómo se comportan.

Para el diseño, hemos tenido que buscar en librerías, bases de datos, buscar apoyo en la experiencia de los profesores de la escuela y tras un minucioso trabajo, encontramos una tesis doctoral la cual ya comentamos antes, que nos ha ayudado mucho en nuestro trabajo, de Albano Carrera González de la Universidad de Valladolid titulada “INNOVACIONES EN SISTEMAS E INTERFACES HUMANOMÁQUINA: APLICACIÓN A LAS TECNOLOGÍAS DE REHABILITACIÓN”.

Ya tenemos una idea de las señales bioeléctricas que buscamos, tenemos varios estudios de dispositivos similares y una amplia biblioteca dónde agarrarnos, la cual hemos plasmado en un resumen en la introducción.

Tomando como apoyo la tesis doctoral mencionada y tras un tiempo debatiendo con mi tutor cómo enfocar la forma del proyecto, fuimos dibujando el circuito por etapas, cumpliendo los requisitos que necesitaban nuestra señal recibida.

Ahora iremos explicando cada uno de los pasos que debemos hacer pasar a nuestra señal recibida para poder llegar a nuestro buscado circuito final. Mientras vayamos avanzando en el circuito, iremos viendo y razonando el por qué hemos diseñado de cada una de las partes del esquemático.

Para empezar a ver cómo montamos el circuito debemos tener en cuenta el tipo de señales a las que debemos dar soporte y cuáles son los rangos de frecuencia y amplitudes que nos va interesar manejar.

Echamos la vista atrás, y analizamos cómo son las señales para saber cómo tratarlas buscando nuestro objetivo final.

Gracias a nuestro trabajo explicado en el capítulo 1, tenemos estudiadas y definidas las señales que tendremos a la entrada y en qué rango deben ir a la salida así que empezaremos a crear nuestro circuito.

En el siguiente apartado disgregaremos el circuito en cada una de las etapas que necesita para cumplir su finalidad, iremos explicando paso a paso cada una de ellas para realizar un circuito final formado con la unión de todas las etapas.

2.2 Diseño por etapas

2.2.1 Diseño Etapa 1

Para comenzar a dibujar nuestro circuito empezaremos la primera etapa.

Primero, debido a la baja tensión de la señal de entrada, hemos optado por comenzar con un amplificador de señal

Hemos elegido un amplificador de Burr-Brown, el cual es un amplificador de instrumentación de propósito general, de gran precisión e ideal para aplicaciones de amplio rango.

A continuación analizamos los detalles del componente elegido, los valores de importancia según su datasheet y sus características por las cuales hemos decidido que este componente es el más adecuado para estas especificaciones.

Este amplificador es ideal para una amplia gama de aplicaciones. Para poder tener una idea más cercana en la figura 10 tenemos representado una hoja de características obtenida de su datasheet.

Tiene una resistencia R_G la cual establece una ganancia de rango desde 1 a 10.000. También se caracteriza por poseer una protección de entrada hasta $\pm 40V$ sin daños, sin embargo debemos tener cuidado de que no tenga daños por ESD.

Además una característica importante de este amplificador es que tiene un alto rechazo de modo común (115dB en $G=1000$).

La figura 10 muestra las conexiones básicas que se requieren para el funcionamiento de la INA114. Las aplicaciones con fuentes de alimentación de impedancia ruidosas podrían requerir condensadores de desacoplamiento cerca de los pines del dispositivo como se muestra en la figura.

La salida hace referencia al terminal de referencia de salida (Ref) que normalmente está conectado a tierra. Esta debe ser una conexión de baja impedancia para asegurar un buen rechazo de modo común. Una resistencia de 5Ω en serie con el pasador Ref hará que un dispositivo típico para degradar a aproximadamente 80 dB CMR ($G = 1$).

El ajuste de la ganancia del INA114 se establece mediante la conexión de una sola resistencia externa, R_G :

Comúnmente es utilizado con las ganancias y los valores de resistencia que se pueden ver en la Figura 1. El término $50k\Omega$ en la ecuación de la ganancia proviene de la suma de las dos resistencias de realimentación interna.

La estabilidad y la temperatura de la deriva de la resistencia de ajuste de ganancia externa, R_G , también afecta a la ganancia.

La contribución de R_G para obtener la precisión puede deducirse directamente de la ecuación de ganancia. Los valores bajos de resistencia requeridas para una alta ganancia puede hacer que la resistencia del cableado sea importante.





INA114

**Precision
INSTRUMENTATION AMPLIFIER**

FEATURES

- LOW OFFSET VOLTAGE: 50 μ V max
- LOW DRIFT: 0.25 μ V/ $^{\circ}$ C max
- LOW INPUT BIAS CURRENT: 2nA max
- HIGH COMMON-MODE REJECTION: 115dB min
- INPUT OVER-VOLTAGE PROTECTION: \pm 40V
- WIDE SUPPLY RANGE: \pm 2.25 to \pm 18V
- LOW QUIESCENT CURRENT: 3mA max
- 8-PIN PLASTIC AND SOL-16

DESCRIPTION

The INA114 is a low cost, general purpose instrumentation amplifier offering excellent accuracy. Its versatile 3-op amp design and small size make it ideal for a wide range of applications.

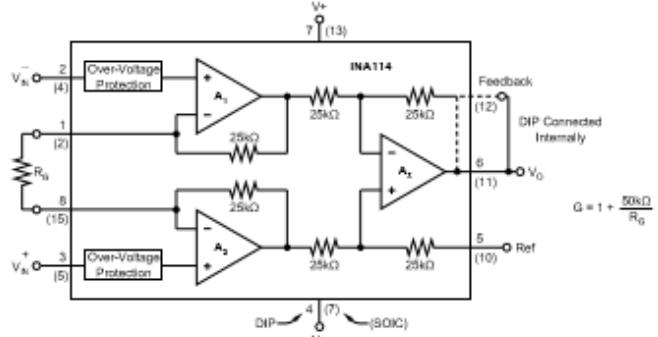
A single external resistor sets any gain from 1 to 10,000. Internal input protection can withstand up to \pm 40V without damage.

The INA114 is laser trimmed for very low offset voltage (50 μ V), drift (0.25 μ V/ $^{\circ}$ C) and high common-mode rejection (115dB at G = 1000). It operates with power supplies as low as \pm 2.25V, allowing use in battery operated and single 5V supply systems. Quiescent current is 3mA maximum.

The INA114 is available in 8-pin plastic and SOL-16 surface-mount packages. Both are specified for the -40° C to $+85^{\circ}$ C temperature range.

APPLICATIONS

- BRIDGE AMPLIFIER
- THERMOCOUPLE AMPLIFIER
- RTD SENSOR AMPLIFIER
- MEDICAL INSTRUMENTATION
- DATA ACQUISITION



The diagram shows the internal circuit of the INA114. It consists of two operational amplifiers, A₁ and A₂, connected in a differential input configuration. The non-inverting input (pin 1) is connected to the inverting input of A₁ through a 25k Ω resistor. The inverting input of A₁ is connected to the non-inverting input of A₂ through a 25k Ω resistor. The output of A₁ is connected to the inverting input of A₂ through a 25k Ω resistor. The non-inverting input of A₂ is connected to ground. The output of A₂ is V_o. A feedback line from the output V_o goes through a 25k Ω resistor to the inverting input of A₁. A reference voltage Ref is connected to the non-inverting input of A₂ through a 25k Ω resistor. The supply voltage V₊ is connected to the non-inverting input of A₁ through an over-voltage protection diode. The ground connection is labeled V₋. The output V_o is labeled with the formula G = 1 + $\frac{50k\Omega}{R_G}$. The package is shown as DIP (7) and SOIC.

International Airport Industrial Park • Mailing Address: PO Box 11400, Tucson, AZ 85734 • Street Address: 8739 S. Tucson Blvd., Tucson, AZ 85708 • Tel: (520) 748-1111 • Fax: 910-951-1111
 Internet: <http://www.burr-brown.com> • FAXLine: (800) 548-8133 (US/Canada Only) • Cable: BBRCDP • Telco: (805) 949-1511 • Immediate Product Info: (800) 548-8132

Figura 9. Datasheet del amplificador INA114 de Burr-Brown

Las tomas de corriente se suman a la resistencia del cableado que contribuirá a un error de ganancia adicional (posiblemente un error de ganancia inestable) en ganancias de aproximadamente 100 o mayor. El ruido de rendimiento del INA114 ofrece muy bajo nivel de ruido en la mayoría de las aplicaciones. El ruido de baja frecuencia de la INA114 es aproximadamente 0.4 μ Vp-p medida desde 0,1 a 10 Hz. Para entenderlo mejor, es aproximadamente una décima parte del ruido de los este tipo de amplificadores

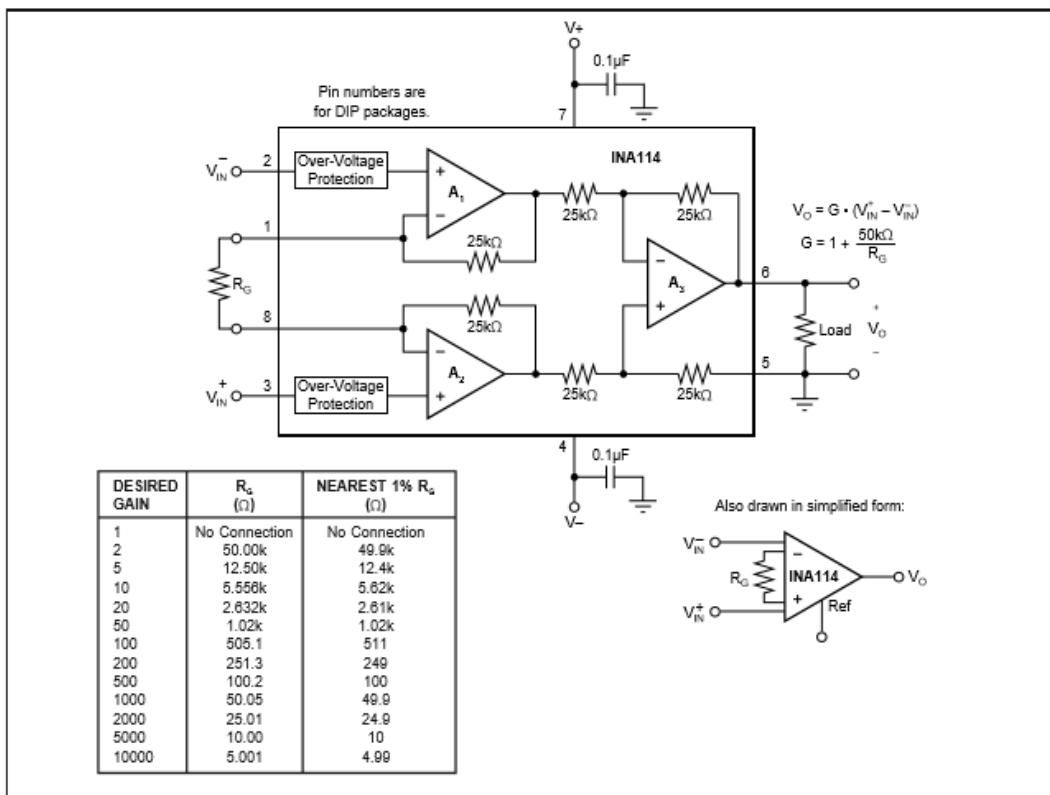


Figura 10. Encapsulado del amplificador INA 114

Este amplificador tiene una ganancia que se rige por la siguiente ecuación :

$$G = 1 + \frac{50K\Omega}{R_G}$$

La representación del esquemático que hemos usado para poder representar la primera etapa la tenemos representada abajo en la figura 11.

En esta imagen tenemos representadas las entradas y salidas del dispositivo, además en ella podemos observar que tiene dos entradas de tensiones definidas a $\pm 15V$, las cuales tendremos que disponer una entrada especial para ella.

La entrada de este amplificador para nuestro uso es diferencial, esto nos lleva a un problema posterior para poder encontrar un generador de onda diferencial que emule la señal bioeléctrica humana.

También tenemos un PIN de entrada y otro de salida hacia la segunda etapa y además, una resistencia R_G que caracterizará la ganancia del dispositivo dependiendo de su valor,

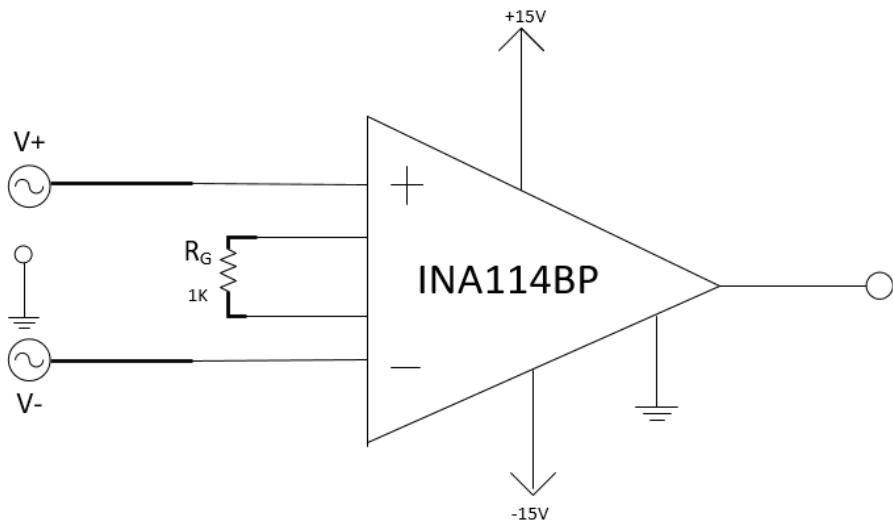


Figura 11 : Esquemático del circuito de amplificación

Después de tener la señal amplificada y dando el valor de la $R_G=50\Omega$ para conseguir una ganancia favorable para nuestros objetivos modulando la ecuación que lo rige, nos quedaría :

$$G = 1 + \frac{50K\Omega}{1K} = 51$$

Ahora tenemos amplificada la señal lo suficiente para que tengan la suficiente amplitud para poder ser filtradas y debemos continuar buscando un dispositivo para filtrar la señal a frecuencias altas.

2.2.2 Diseño Etapa 2

Para la siguiente etapa necesitamos un circuito paso de alta, pero con una pequeña modificación. Decidimos en el planteamiento la envergadura de nuestro proyecto. Planteamos que íbamos a realizar un circuito versátil, capaz de medir además de las señales para el electrocardiograma, y que también pueda medir un electromiograma, un electroencefalograma y un electrooculograma.

Esto podría ser posible mediante unas entradas de control que guiarán dos multiplexores en sus salidas, y dependiendo de esta, habrá un valor específico de resistencia asignado.

Estos valores distintos de las resistencias que podemos controlar, hará variar la ganancia de cada uno de los dos lazos de la etapa.

EL filtro paso de alta con los multiplexores necesita acomodamiento de la señal a la salida, para su correcto funcionamiento. Por esto hemos decidido poner un búffer a la salida de este en serie como puerta a la siguiente etapa.

Para realizar esta etapa, hemos tenido que encontrar un amplificador operacional adecuado a nuestra señal de entrada, y además, un multiplexor analógico que podamos utilizar para nuestro rango de frecuencias y tenga un correcto funcionamiento en nuestro circuito.

A continuación, explicaremos con más profundidad los dispositivos que hemos seleccionado y sus principales características para demostrar que es adecuado para esta función.

Empezaremos explicando el amplificador operacional, sacando los valores característicos de su datasheet. En la figura 12 mostrada abajo tenemos la página principal del datasheet del amplificador operacional TL081, que ha sido el elegido para esta etapa.



TL081, TL081A, TL081B, TL082, TL082A, TL082B TL084, TL084A, TL084B

www.ti.com

SLOS081H – FEBRUARY 1977 – REVISED JANUARY 2014

TL08xx JFET-Input Operational Amplifiers

Check for Samples: [TL081](#), [TL081A](#), [TL081B](#), [TL082](#), [TL082A](#), [TL082B](#), [TL084](#), [TL084A](#), [TL084B](#)

FEATURES

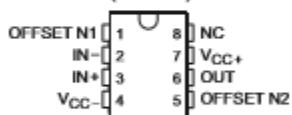
- Low Power Consumption: 1.4 mA/ch Typ
- Wide Common-Mode and Differential Voltage Ranges
- Low Input Bias Current: 30 pA Typ
- Low Input Offset Current: 5 pA Typ
- Output Short-Circuit Protection
- Low Total Harmonic Distortion: 0.003% Typ
- High Input Impedance: JFET Input Stage
- Latch-Up-Free Operation
- High Slew Rate: 13 V/μs Typ
- Common-Mode Input Voltage Range Includes V_{CC+}

DESCRIPTION

The TL08xx JFET-input operational amplifier family is designed to offer a wider selection than any previously developed operational amplifier family. Each of these JFET-input operational amplifiers incorporates well-matched, high-voltage JFET and bipolar transistors in a monolithic integrated circuit. The devices feature high slew rates, low input bias and offset currents, and low offset-voltage temperature coefficient. Offset adjustment and external compensation options are available within the TL08x family.

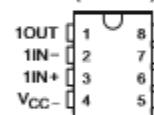
The C-suffix devices are characterized for operation from 0°C to 70°C. The I-suffix devices are characterized for operation from -40°C to 85°C. The Q-suffix devices are characterized for operation from -40°C to 125°C. The M-suffix devices are characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C.

TL081, TL081A, TL081B
D, P, OR PS PACKAGE
(TOP VIEW)

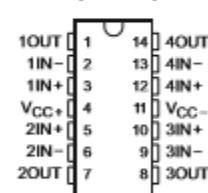


NC – No internal connection

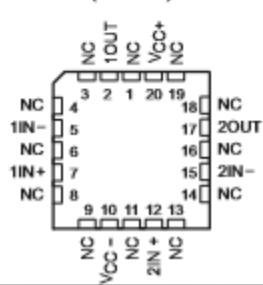
TL082, TL082A, TL082B
D, JG, P, PS, OR PW PACKAGE
(TOP VIEW)



TL084, TL084A, TL084B
D, J, N, NS, OR PW PACKAGE
(TOP VIEW)



TL082M...FK PACKAGE
(TOP VIEW)



TL084M...FK PACKAGE
(TOP VIEW)

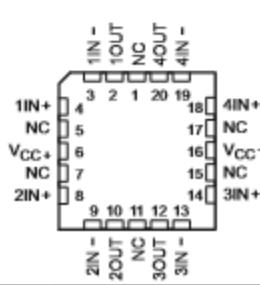


Figura 12. Datasheet del amplificador operacional TL081 de Texas Instruments

El amplificador operacional TL08xx de la familia JFET está diseñado para ofrecer una selección más amplia que cualquier amplificador de esta familia diseñado anteriormente.

Cada uno de estos amplificadores operacionales incorpora un JFET de entrada bien avenido de alta tensión y los transistores bipolares en un circuito integrado monolítico .

Los dispositivos cuentan con altas velocidades de rotación , de polarización de entrada baja y compensar corrientes , y coeficiente de temperatura de bajo voltaje de offset.

Este dispositivo cuenta con opciones de ajuste de compensación de offset externa, los cuales están disponibles dentro de la familia TL08x.

En la figura 13 hemos representado las entradas y salidas del amplificador operacional TL081 en un formato simbólico para que se pueda comprender a simple vista.

Con este dibujo, dibujaremos nuestra etapa completa, ya que tendremos que utilizar varios amplificadores en esta etapa.

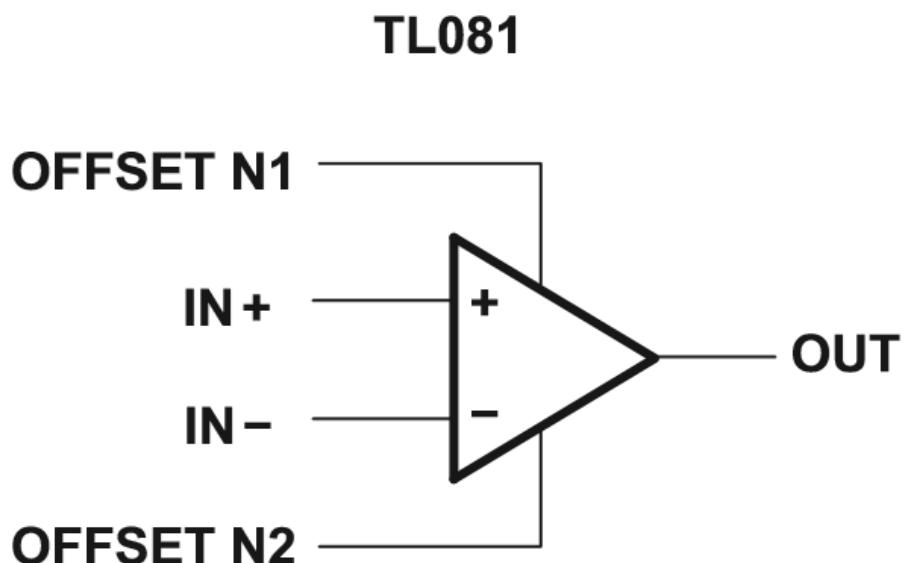


Figura 13. Dibujo esquemático del amplificador operacional TL081

Ahora nos queda explicar las características del otro dispositivo elegido, nuestro multilexor analógico que case con nuestros objetivos.

El dispositivo elegido ha sido el ADG408 de Analog Devices, el cual abajo tenemos mostrado su datasheet con las principales características y a continuación ahondamos en ellas para explicar por qué es el dispositivo ideal para este empeño.



LC²MOS 4-/8-Channel High Performance Analog Multiplexers

ADG408/ADG409

FEATURES

- 44 V supply maximum ratings
- V_{SS} to V_{DD} analog signal range
- Low on resistance (100 Ω maximum)
- Low power (I_{SUPPLY} < 75 μA)
- Fast switching
- Break-before-make switching action
- Plug-in replacement for DG408/DG409

APPLICATIONS

- Audio and video routing
- Automatic test equipment
- Data acquisition systems
- Battery-powered systems
- Sample-and-hold systems
- Communication systems

GENERAL DESCRIPTION

The ADG408/ADG409 are monolithic CMOS analog multiplexers comprising eight single channels and four differential channels, respectively. The ADG408 switches one of eight inputs to a common output as determined by the 3-bit binary address lines A₀, A₁, and A₂. The ADG409 switches one of four differential inputs to a common differential output, as determined by the 2-bit binary address lines A₀ and A₁. An EN input on both devices is used to enable or disable the device. When the device is disabled, all channels are switched off.

The ADG408/ADG409 are designed on an enhanced LC²MOS process that provides low power dissipation yet gives high switching speed and low on resistance. Each channel conducts equally well in both directions when on and has an input signal range that extends to the supplies. In the off condition, signal levels up to the supplies are blocked. All channels exhibit break-before-make switching action, preventing momentary shorting when switching channels. Inherent in the design is low charge injection for minimum transients when switching the digital inputs.

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAMS

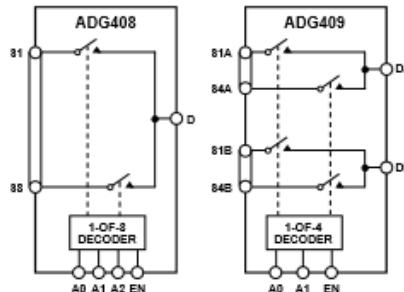


Figure 1.

PRODUCT HIGHLIGHTS

1. Extended Signal Range. The ADG408/ADG409 are fabricated on an enhanced LC²MOS process, giving an increased signal range that extends to the supply rails.
2. Low Power Dissipation.
3. Low R_{ON}.
4. Single-Supply Operation. For applications where the analog signal is unipolar, the ADG408/ADG409 can be operated from a single rail power supply. The parts are fully specified with a single 12 V power supply and remain functional with single supplies as low as 5 V.

Figura 14. Datasheet del multiplexor analógico ADG408 de Analog Devices

Haremos una breve descripción general sobre los puntos más importantes de nuestro multiplexor analógico. El ADG408 es un multiplexor analógicos basada en tecnología CMOS monolítica, que comprenden ocho canales individuales y cuatro canales diferenciales, respectivamente.

El ADG408 conmuta una de las ocho entradas a una salida común según lo determinado por las líneas de dirección binarios de 3 bits A₀, A₁, A₂ y ENABLE.

En la figura 15 tenemos representada la tabla de la verdad por la que se gobierna el multiplexor con estas 4 señales de control.

Con estas señales de control, podemos conseguir variar el filtro frecuencial dependiendo del rango que queremos conseguir para seleccionar nuestras medidas. Esto era lo que veníamos buscando y nos da la posibilidad de tomar señales del ECG,EMG, EEG ó EOG.

La entrada ES se utiliza para activar o desactivar el dispositivo. Cuando el dispositivo se desactiva, todos los canales están apagados. El ADG408 está diseñado en un proceso LC2MOS mejorado que proporciona baja disipación de potencia, aún así da alta velocidad de conmutación y baja en la resistencia.

Cada canal funciona igualmente bien en ambas direcciones, cuando está activado y tiene un rango de señal de entrada que se extiende a los materiales de construcción.

En la condición de apagado, los niveles de señal hasta la alimentación están bloqueados.

Inherente en el diseño es la inyección de carga baja para los transitorios de conmutación mínimos cuando están desactivadas las entradas digitales.

El ADG408 que hemos elegido, mejora las sustituciones de los multiplexores analógicos anteriormente fabricados.

Algunas de las principales características del producto son:

1. Señal de rango extendido. El ADG408 se fabrica en un proceso LC2MOS mejorado, dando un mayor rango de la señal que se extiende hasta los carriles de alimentación.
2. Baja disipación de potencia
3. RUN Low
4. Operación de un solo suministro. Para aplicaciones en las que la señal analógica es unipolar, el ADG408 se puede operar desde una sola fuente de suministro. Las piezas están completamente especificadas con una sola fuente de alimentación de 15 V y siguen siendo funcionales con las fuentes individuales de tan solo 5 V.

Table 6. ADG408 Truth Table

A2	A1	A0	EN	ON SWITCH
X	X	X	0	NONE
0	0	0	1	1
0	0	1	1	2
0	1	0	1	3
0	1	1	1	4
1	0	0	1	5
1	0	1	1	6
1	1	0	1	7
1	1	1	1	8

Figura15. Tabla de verdad del ADG408

Tenemos que tener en cuenta a la hora de probar el dispositivo en el labortorio, que la exposición a valores absolutos máximos elevados durante un extenso período de tiempo puede afectar a la fiabilidad del dispositivo.

En la figura 14 podemos ver el esquemático que hemos diseñado para esta segunda etapa. En él, representamos la etapa 2 completa, es decir, nuestro filtro paso de alta caracterizado para nuestros requerimientos y listo para continuar la etapa 1.

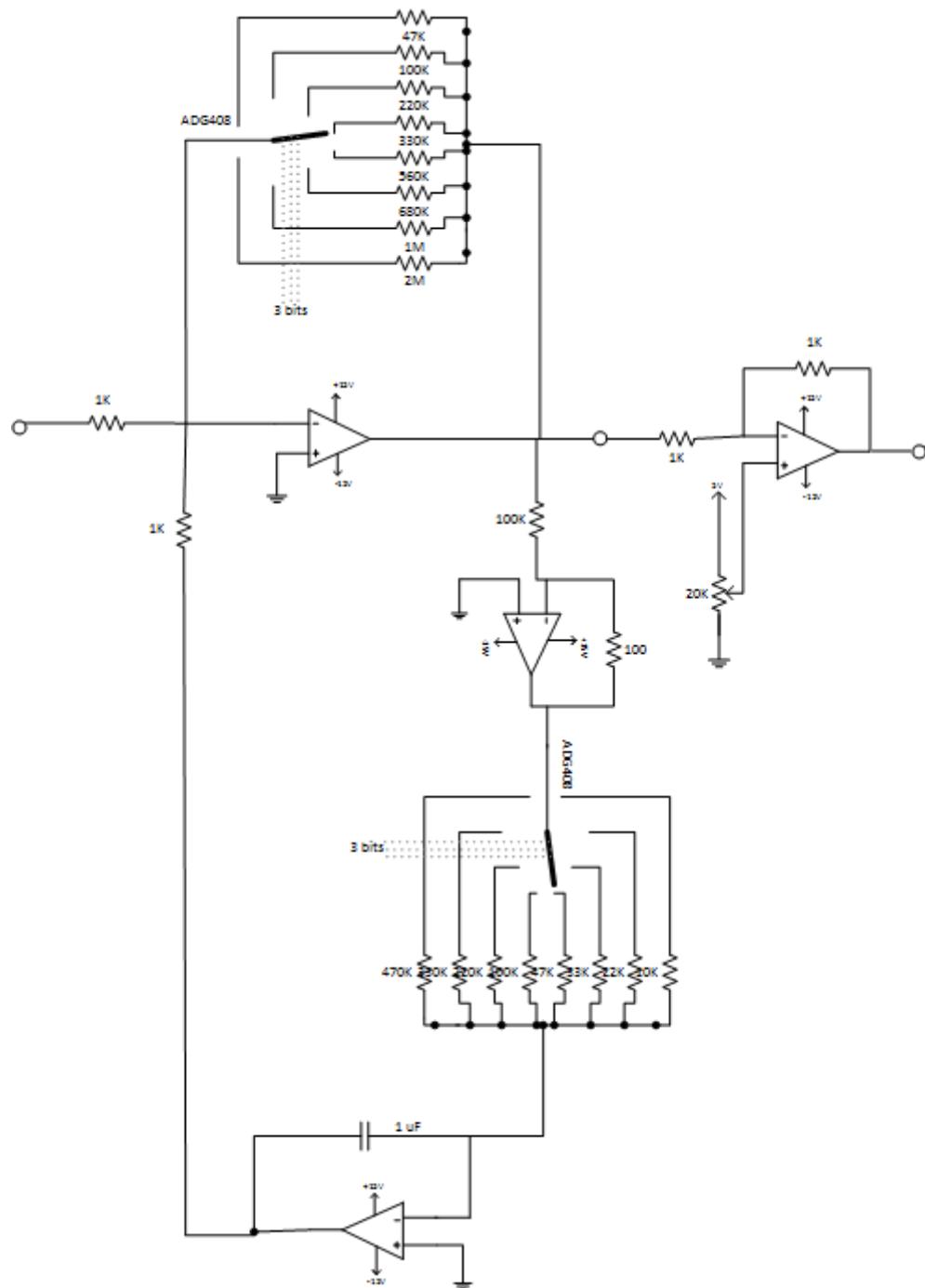


Figura 16 : Esquemático de la Etapa 2

En este caso hemos usado dos tipos de componentes distintos, cuatro amplificadores operacionales y dos multiplexores analógicos.

Como hemos explicado antes, por sus características, los dispositivos elegidos para esta etapa son el multiplexor analógico ADG408 de Analog Devices con tecnología CMOS, y el multiplexor es el TL081 de Texas Instruments con tecnología JFET.

Ahora, después de haber amplificado la señal y luego haber filtrado el paso alta despreciando frecuencias que no nos interesan, nos falta la tercera y última etapa, un filtro paso bajo.

2.2.3 Diseño Etapa 3

Para diseñar esta etapa, sabemos que necesitamos que nos filtre en frecuencia paso de baja. Ya tenemos la señal con una primera amplificación, después un filtrado paso de alta más una segunda amplificación más precisa y controlada a nuestro objetivo, así que sólo tenemos que preocuparnos de hacer un buen filtrado para sacar la señal lo mejor posible al final de nuestro circuito.

Hemos decidido, para diseñar este filtro, hacer dos de ellos en serie.

Primero ponemos un filtro Rc típico con nuestros valores de filtrado, y luego, en serie un segundo filtro ya más potente el hemos seleccionado de Maxim, así conseguimos limpiar mejor la señal final de salida de armónicos y frecuencias indeseables.

El filtro paso baja decidido ha sido un filtro paso baja de Bessel de octavo orden, el MAX7401 de Maxim. Uno de los motivos para decidir el filtro es la necesidad de un filtrado rápido en frecuencia para frecuencias cercanas a 0.

Abajo, en la figura 17 mostramos la página de principales características del datasheet del MAX7401 de Maxim, nuestro dispositivo seleccionado para la tarea de filtrar abruptamente la señal a bajas frecuencias.

A continuación haremos una descripción minuciosa de este segundo filtro con sus características para que se pueda demostrar que es el filtro adecuado para esta causa.

El MAX7401 es un filtro , paso bajo de Bessel , de la familia de filtros de conmutación de condensadores (SCF) que opera desde una sola tensión + 5V.

Estos dispositivos se basan solamente en 2 mA de corriente de alimentación y permiten estas dos frecuencias de 1 Hz a 5 kHz, lo que es ideal para aplicaciones de baja potencia de filtrado después de la DAC y antialiasing.

Este filtro cuenta con un modo de cierre que reduce la corriente de alimentación a $0.2\mu A$. Dos opciones de reloj que están disponibles en estos dispositivos : autosincronizable (mediante el uso de un condensador externo) o de reloj externo para el control de esquina de frecuencia más fuerte.

También cuenta con un PIN de compensación que permite el ajuste del nivel de salida de CC. Este dispositivo de filtro de Bessel proporciona un bajo rebasamiento y una sedimentación rápida . Su respuesta fija simplifica la tarea de diseño para la selección de una frecuencia de reloj .

19-4788; Rev 1; 6/99



8th-Order, Lowpass, Bessel, Switched-Capacitor Filters

General Description

The MAX7401/MAX7405 8th-order, lowpass, Bessel, switched-capacitor filters (SCFs) operate from a single +5V (MAX7401) or +3V (MAX7405) supply. These devices draw only 2mA of supply current and allow corner frequencies from 1Hz to 5kHz, making them ideal for low-power post-DAC filtering and anti-aliasing applications. They feature a shutdown mode that reduces supply current to 0.2 μ A.

Two clocking options are available on these devices: self-clocking (through the use of an external capacitor) or external clocking for tighter corner-frequency control. An offset adjust pin allows for adjustment of the DC output level.

The MAX7401/MAX7405 Bessel filters provide low overshoot and fast settling. Their fixed response simplifies the design task to selecting a clock frequency.

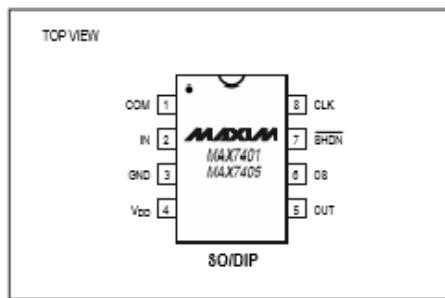
Features

- ♦ 8th-Order, Lowpass Bessel Filters
- ♦ Low Noise and Distortion: -82dB THD + Noise
- ♦ Clock-Tunable Corner Frequency (1Hz to 5kHz)
- ♦ 100:1 Clock-to-Corner Ratio
- ♦ Single-Supply Operation
 - +5V (MAX7401)
 - +3V (MAX7405)
- ♦ Low Power
 - 2mA (Operating Mode)
 - 0.2 μ A (Shutdown Mode)
- ♦ Available in 8-Pin SO/DIP Packages
- ♦ Low Output Offset: \pm 5mV

Applications

ADC Anti-Aliasing	CT2 Base Stations
Post-DAC Filtering	Speech Processing
Air-Bag Electronics	

Pin Configuration



Ordering Information

PART	TEMP. RANGE	PIN-PACKAGE
MAX7401CSA	0°C to +70°C	8 SO
MAX7401CPA	0°C to +70°C	8 Plastic DIP
MAX7401ESA	-40°C to +85°C	8 SO
MAX7401EPA	-40°C to +85°C	8 Plastic DIP
MAX7405CSA	0°C to +70°C	8 SO
MAX7405CPA	0°C to +70°C	8 Plastic DIP
MAX7405ESA	-40°C to +85°C	8 SO
MAX7405EPA	-40°C to +85°C	8 Plastic DIP

Typical Operating Circuit

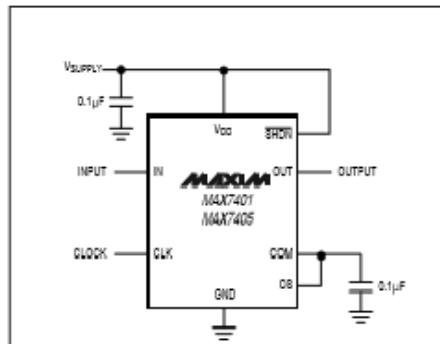


Figura 17. Datasheet del filtro paso bajo de Bessel MAX7401 de Maxim

Para una descripción detallada del filtro MAX7401 de Bessel, es importante saber que proporcionar un bajo rebasamiento y respuestas rápidas de sedimentación. Ambas partes operan con una proporción de 100: 1- una frecuencia de esquina 5 kHz máximo.

Este dispositivo preserva la forma de entradas de paso (sujeto a la atenuación de las frecuencias más altas). Esta es otra característica importante en aplicaciones que utilizan un multiplexor (mux) para seleccionar una señal de entrada para un convertidor analógico-digital (ADC).

También, el filtro paso bajo MAX7401 de Bessel cuenta con un filtro antialiasing colocado entre el multiplexor y el ADC, el cual debe instalarse rápidamente después que un nuevo canal sea seleccionado.

En la Figura 18 muestra la diferencia entre un filtro Bessel y uno Butterworth cuando una onda cuadrada de 1 kHz se aplica a la entrada del filtro.

Con las frecuencias de corte del filtro a 5 kHz, el trazo B muestra la respuesta del filtro de Bessel y las trazas C muestra la respuesta del filtro Butterworth.

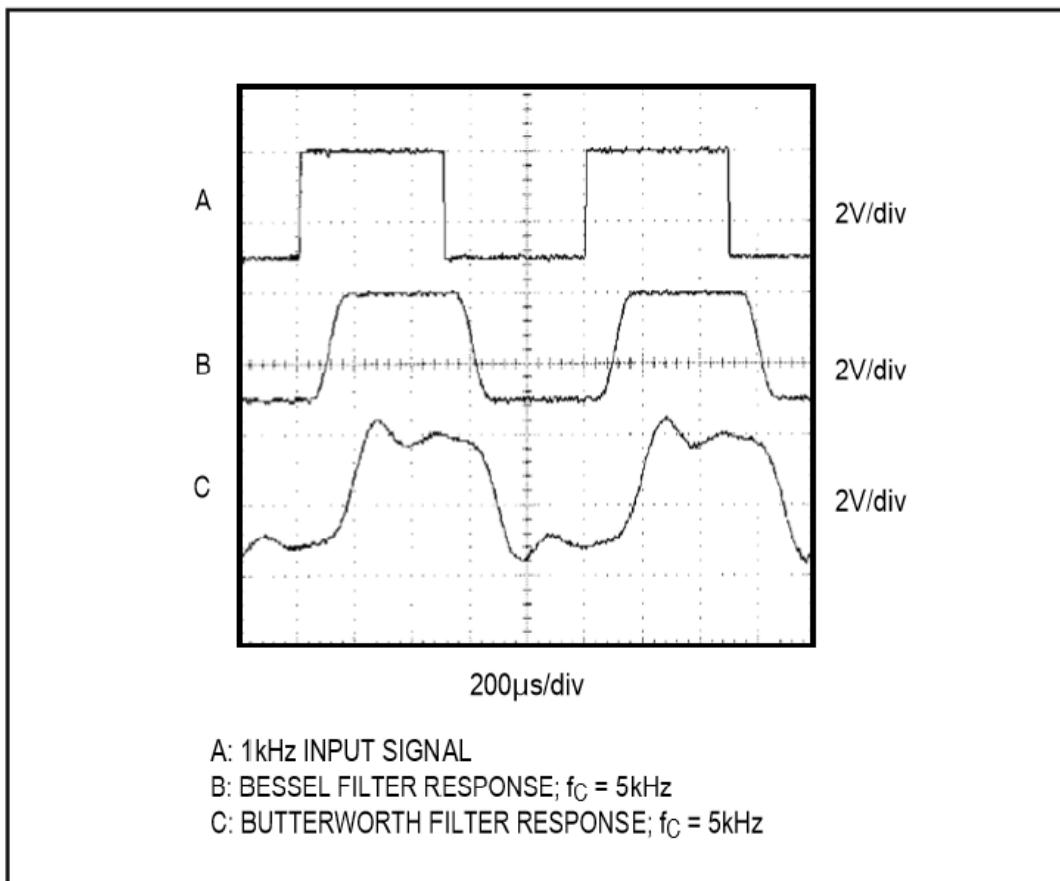


Figura 18. Comparativa entre filtros Butterworth y Bessel

La mayoría de los filtros de conmutación de condensadores (SCF) están diseñadas con secciones biquadráticas.

Cada sección implementa dos polos de filtrado, y las secciones se conectan en cascada para producir filtros de orden superior. La ventaja de este enfoque es la facilidad de diseño. Sin embargo, este tipo de diseño es muy sensible a variaciones de los componentes si cualquier sección Q es alta.

Un enfoque alternativo es emular una red pasiva utilizando integradores-condensadores conmutados con sumando y escalado.

La figura 19 muestra una estructura básica de filtro escalera de octavo orden.

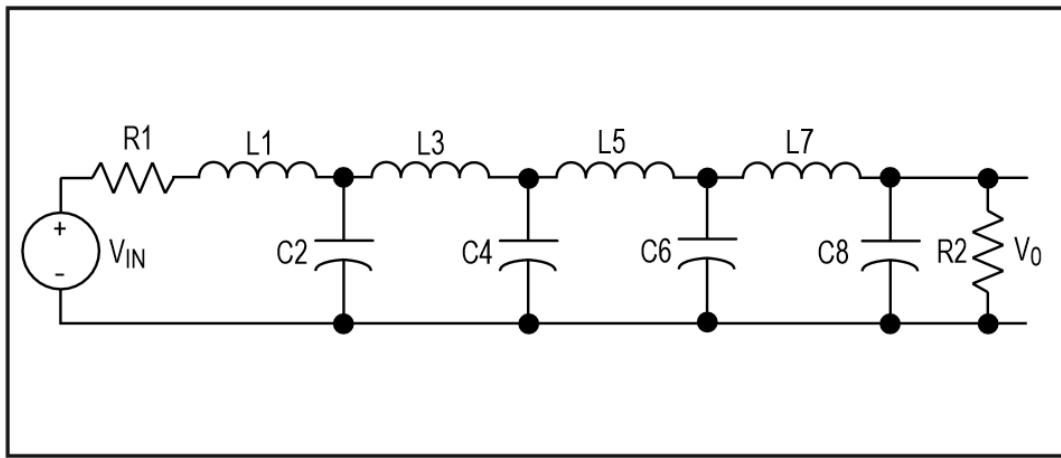


Figura 19. Filtro escalera de octavo orden

Un filtro de condensador comutado como el MAX7401 emula un filtro de escalera pasiva.

La sensibilidad del componente del filtro es baja en comparación con un diseño biquad en cascada, ya que cada componente afecta a toda la forma del filtro, no sólo un par de polos y ceros como en el otro filtro. En otras palabras, en un componente no coincidente en un diseño biquad tendrá un error concentrado en sus respectivos polos, mientras que el mismo desajuste en un filtro de escalera tendrán resultados de diseño en un error que se redistribuye en todos los polos.

La señal de reloj externa del MAX7401 de SCF está diseñado para su uso con relojes externos que tienen un ciclo de trabajo del 40% al 60% (en nuestro caso hemos elegido un 50% de ciclo de trabajo-reposo).

Al utilizar un reloj externo con estos dispositivos, la unidad CLK tendrá una puerta CMOS alimentada desde 0 a VDD.

La variación de la velocidad de reloj externo ajusta la frecuencia de corte del filtro de la siguiente manera:

$$f_C = \frac{f_{CK}}{100}$$

Siendo f_{CK} el reloj interno

Cuando se utiliza el oscilador interno, se conecta un condensador (C_{SC}) entre CLK y tierra. El valor del condensador determina la frecuencia del oscilador de la siguiente manera:

$$f_{sc}(KHz) = \frac{k * 10^3}{C_{SC}}$$

donde K = 38 para el MAX7401

Hay que intentar reducir al mínimo la capacitancia parásita en CLK de modo que no afecta a la frecuencia del oscilador interno.

Este dispositivo nos permite variar la velocidad del oscilador interno para ajustar la frecuencia de esquina del filtro por una proporción de 100: 1-frecuencia de reloj a esquina.

Por ejemplo, una frecuencia de oscilador interno de 100 kHz produce una frecuencia de esquina nominal de 1 kHz.

La Impedancia de entrada vs Frecuencia de reloj de impedancia de entrada del MAX7401 de manera efectiva es la de una resistencia-condensador commutado y es inversamente proporcional a la frecuencia.

Como regla general, utilizar un controlador con una impedancia de salida menor del 10% de la impedancia de entrada del filtro.

En el datasheet del filtro MAX7401 de Maxim nos indica cómo podemos estimar la impedancia de entrada del filtro usando la siguiente fórmula:

$$Z_{IN} = \frac{1}{f_{CK} * C_{IN} (pF)}$$

donde F_{CK} = frecuencia de reloj y $C_{IN} = 3.37pF$

El diseño de esta tercera y última etapa de nuestro circuito está representada en la Figura 20.

En la que podemos visualizar cómo hemos conectado los dos filtros en serie, el primero nuestro primer filtro RC y en segundo lugar el filtro de Bessel de octavo orden MAX7401 de Maxim.

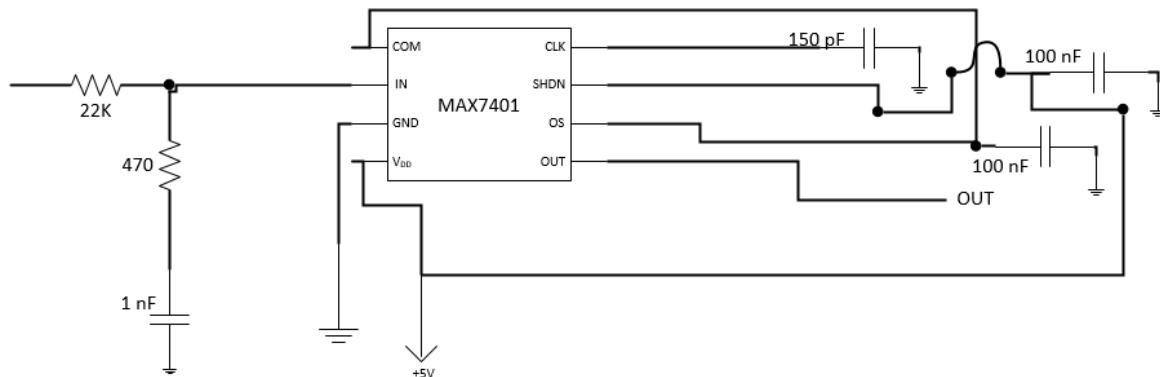


Figura 20 : Esquemático de la Etapa 2

2.2.4 Diseño Circuito Final

Después de estas 3 etapas tenemos todas las partes terminadas de nuestro circuito, ahora tenemos que ponerlo en conjunto.

Hemos dibujado las tres etapas en serie y colocadas cada una de las partes en su lugar, lista para representarla y poder importarla a un programa digital para su caracterización, prueba y posterior revelado.

Este circuito diseñado tras repasarlo paso por paso y debatir cómo mejorar sus características, cumple con todas nuestras expectativas esperadas al comienzo de nuestro trabajo,

El circuito final tomará la señal de entrada, la amplificará, luego se reajustará la amplificación dependiendo el tipo de señal que se quiera medir y se filtrará paso alta en frecuencia, luego pasará la señal filtrada y tratada por un buffer y finalmente pasará un filtro paso de baja para llegar a la señal deseada en el rango debido.

Hacemos un pequeño resumen de los componentes utilizados por etapas en su totalidad que hemos tenido que conseguir para hacer real el circuito y las entradas y salidas que tendremos:

1^a Etapa ó etapa de amplificación

En este apartado tenemos la entrada directamente tomada por el electrodo pegado a la piel, o la señal biológica recogida del cuerpo humano. Esta señal de entrada es diferencial y la hemos simulado en el laboratorio mediante un generador de señales especial.

Tenemos dos entradas de alimentación, a $\pm 15V$ y un PIN a tierra como referencia.

La señal a la salida de esta etapa será la señal a la entrada amplificada unas 51 veces su valor con una resistencia elegida $R_G=1 K\Omega$, es la etapa encargada de hacer la señal tomada lo suficientemente grande como para trabajar con ella debido a su baja amplitud de la señal de entrada.

Esta etapa tiene un componente integrado como hemos dicho antes INA114BP de Burr-Brown, el cual es básicamente un amplificador de instrumentación.

2^a Etapa ó etapa del filtro paso de alta

Esta ha sido la etapa más compleja de diseñar, debido a que lleva encima la mayor parte de componentes e instrumentación del circuito.

La función de esta etapa es filtrar paso de alta la señal a la entrada dependiendo de las señales que quisieramos medir y ajustar la ganancia deseada variando las entradas de control.

Esta etapa contiene 4 amplificadores operacionales TL081 de Texas instruments , 2 multiplexores analógicos ADG408 de Analog Devices, 21 resistencias de valores diferentes para su propósito, un potenciómetro y un condensador.

Los dos multiplexores tendrán 3 entradas de control cada una, las cuales nos servirán para seleccionar una salida diferente dependiendo de lo que estemos buscando medir. Cada salida distinta da a una resistencia característica que cambiará el comportamiento de la etapa ajustando a nuestras necesidades.

Al final de esta etapa hemos colocado un buffer, controlado por un potenciómetro colocado en el PIN de la pata positiva del amplificador operacional.

El condensador en paralelo con el amplificador operacional mete la componente frecuencial en la etapa. Hemos conseguido una etapa que resuelve nuestros objetivos en los mínimos componentes posibles.

3^a Etapa ó filtro paso baja

En esta etapa final tenemos que convertir la señal ya tratada a la entrada, en una señal que pueda tomarse a la salida para representarla o procesarla en un DSP adecuado.

Esta etapa tiene dos filtros paso de baja en serie, el primero es un filtro RC con mayor rango de frecuencia para hacer un primer filtrado y limpieza en frecuencia de la señal, y después un filtro de alta precisión y centralarlo y filtrarlo a muy bajas frecuencias. Este filtro es un filtro paso de baja de Bessel de octavo orden, así podemos tener el ajuste deseado en frecuencia, para que tenga la caída lo suficientemente rápida.

Esta etapa está conformada por 2 resistencias que usamos al principio de la etapa como parte del filtro RC, 1 condensador para el mismo fin, otros 3 condensadores que ponemos para estabilizar el Filtro paso de baja de Bessel.. Por último el filtro de Bessel elegido es el MAX7401 de Maxim el cual requiere una entrada de alimentación de +5V.

La salida de esta etapa es la salida final del circuito y debe salir la señal tratada y procesada, lista para usarla y trabajar con ella

Con cada una de las partes del circuito preparadas y comprobadas, nos queda poner las tres etapas en serie y ajustar los parámetros necesarios para que funcionen en armonía.

Ahora vamos a dibujar todos los componentes de las distintas etapas en un esquemático en conjunto que tendremos como guía para fabricar el circuito, importar a un formato digital, eligiendo un programa de diseño de circuitos para su prueba y posterior revelado.

Ya tenemos todos los componentes listos para empezar a prepararnos para fabricar nuestro circuito. Está todo listo y debemos comprobar que funciona correctamente usando el laboratorio de la Escuela y consiguiendo los distintos componentes y dispositivos que van a hacernos falta durante su fabricación.

El circuito final diseñado podemos verlo representado su esquemático en la Figura 21 .

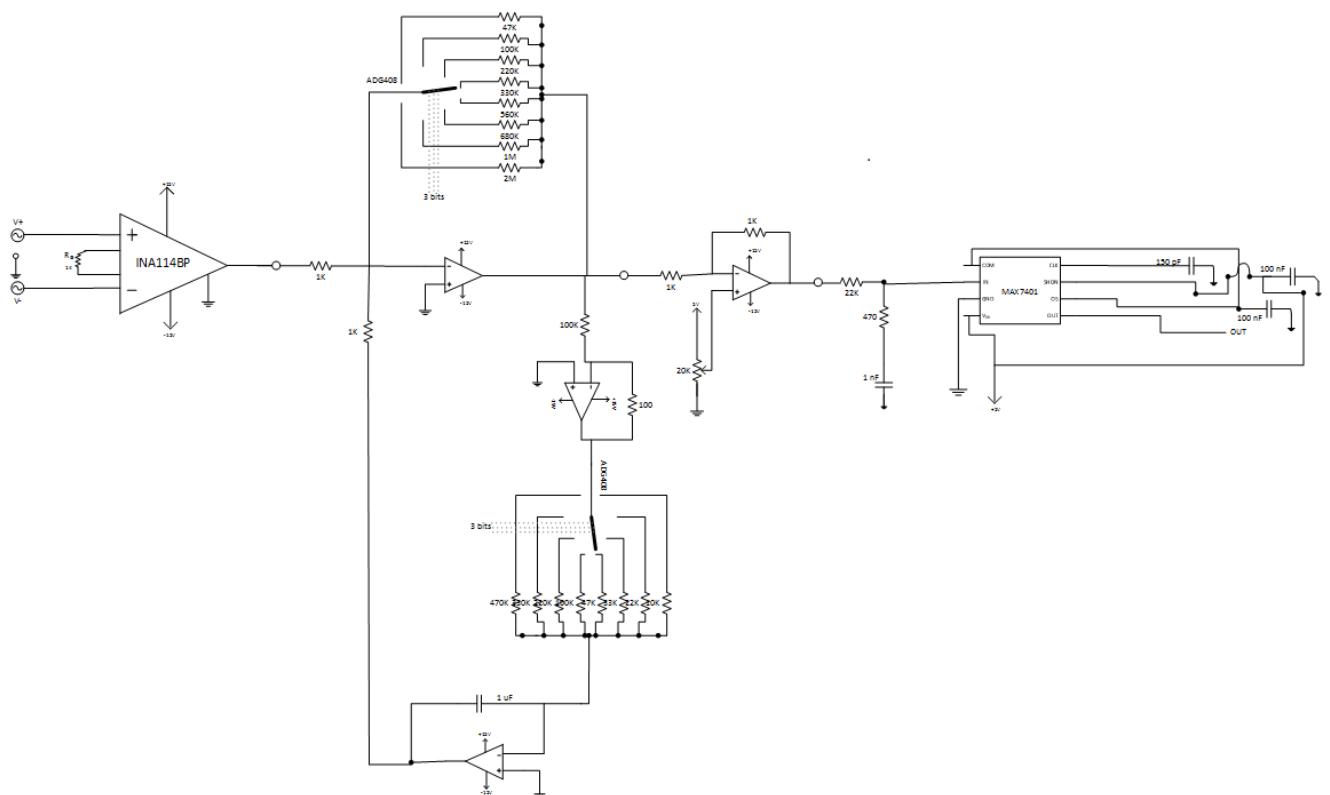


Figura 21 : Esquemático del circuito final

Llegados a este punto, hemos terminado las 3 etapas por separado, atendiendo a las necesidades funcionales de nuestro proyecto, hemos ido diseñando cada una de las etapas resolviendo paso a paso la adaptación de la señal de entrada bioeléctrica hasta conseguir una señal tratable para su uso posterior.

Las 3 etapas están conectadas en cascada y las hemos caracterizado para que cada una de ellas tome la señal del paso anterior y pueda funcionar correctamente con ella.

Con este paso resuelto, tenemos en nuestro poder un circuito esquemático que responde y resuelve nuestras necesidades expuestas al principio de este proceso.

Ahora debemos abordar el siguiente problema, diseñar en un software adecuado nuestro circuito anterior, y fabricar dicho circuito en formato físico, es decir, una PCB (Print Circuit Board), que podamos utilizar en el laboratorio para comprobar nuestras respuestas y caracterizarlo a fin de resolver nuestro objetivo de este proyecto de fin de carrera.

2.3 Fabricación de la placa

Este apartado se compone de 3 partes claramente diferenciadas para lograr terminar el proceso completo de fabricación del circuito físico.

2.3.1 Diseño del circuito en software

Para realizar este apartado, primera debemos elegir el software que vamos a utilizar en nuestro proyecto.

Como dijimos en el primer punto, el software elegido ha sido el Altium Designer 13.2, algunas de las razones por el que hemos elegido este software y no otro, son porque en el departamento ya se ha trabajado antes con él, y podría tener un apoyo en caso de error, su fácil manejo y buena descripción gráfica de los componentes. Podemos entender con facilidad el esquemático y a partir de ahí realizar el circuito PCB con relativa facilidad y precisión.

Vamos explicar los pasos que hemos tenido que realizar para conseguir importar el circuito a formato digital..

Primero hemos tenido que buscar en las librerías del programa que estuvieran todos los componentes posibles para poder representarlos tanto en el esquemático como en el PCB.

Las resistencias, condensadores y algunos dispositivos los hayamos en las librerías estándar de Altium, pero las que no encontramos allí, hemos tenido que diseñarlos desde cero, buscando las longitudes y separaciones en los datasheets de los componentes elegidos con anterioridad.

El diseño de los componentes para introducirlos en nuestra librería, debemos hacerlo con sumo cuidado, pues después tendrá que coincidir con los componentes a la hora de soldarlos.

El diseño también debe hacerse en dos caras, la cara del esquemático para la representación visible y la cara del PCB que será la huella que tendrán los componentes.

En la Figura 22 hay una representación de las librerías

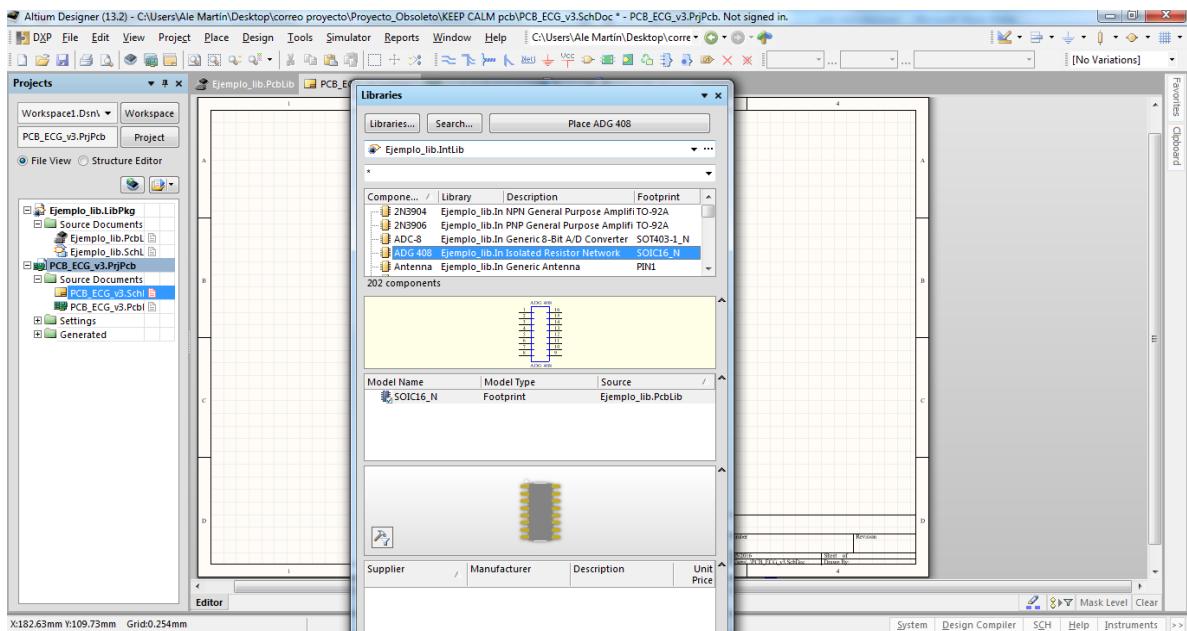


Figura 22. Librerías de Altium Designer

Después de tener todos los componentes en las librerías, tenemos que unir los pines en el esquemático y nombrar los Pines de entrada y salida del circuito.

Tenemos que cuidar que todas las conexiones estén correctas, y nombrar de manera adecuada los componentes y pines. Tras la realización de este trabajo obtenemos un esquemático en el Altium como muestra la Figura 23.

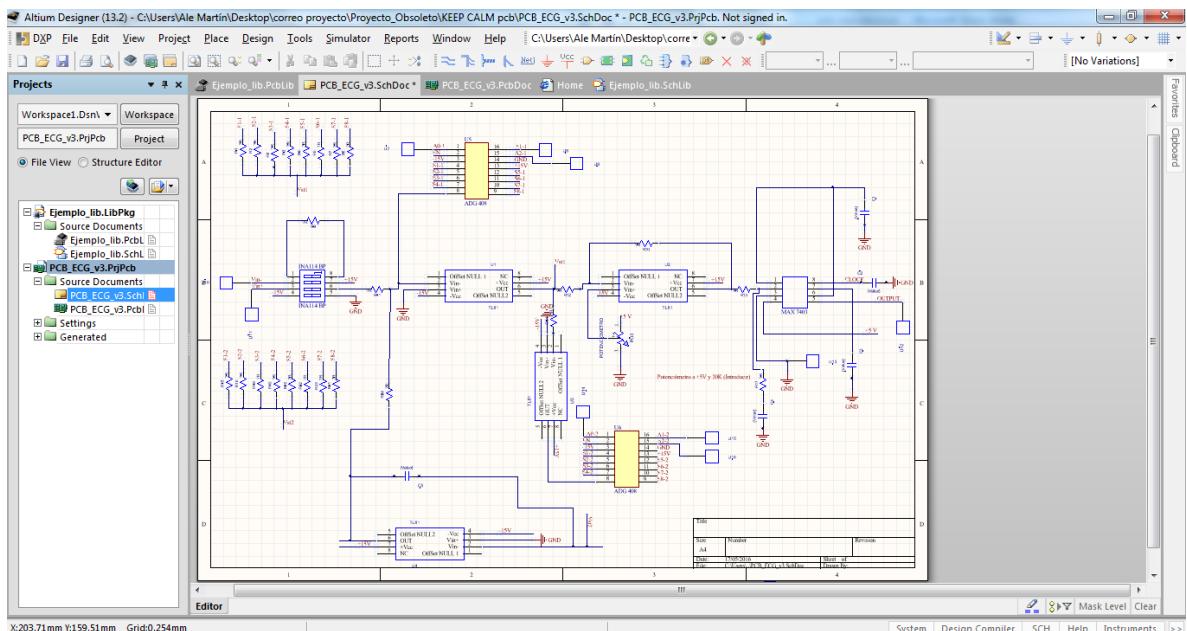


Figura 23. Esquemático en Altium Designer

Ahora toda realizar la otra parte del diseño que nos permite el software, la cara B, el diseño del PCB.

Este apartado es el más delicado, y que es lo que vamos a revelar y cómo quedará nuestro circuito físico.

El software nos permite usar distintas caras para el conexionado, así que pensando en la complejidad del circuito y el número de cables, decidimos realizar la PCB en dos caras, el TOP y el BOTTOM.

Nos resultó un arduo trabajo poder reducir el tamaño del circuito y que los cables estuvieran colocados de la mejor forma para reducir el coste y la dificultad de la soldadura, quedándonos como resultado de este trabajo lo que mostramos en las figuras 24 y 25, que son las dos caras que vamos a revelar

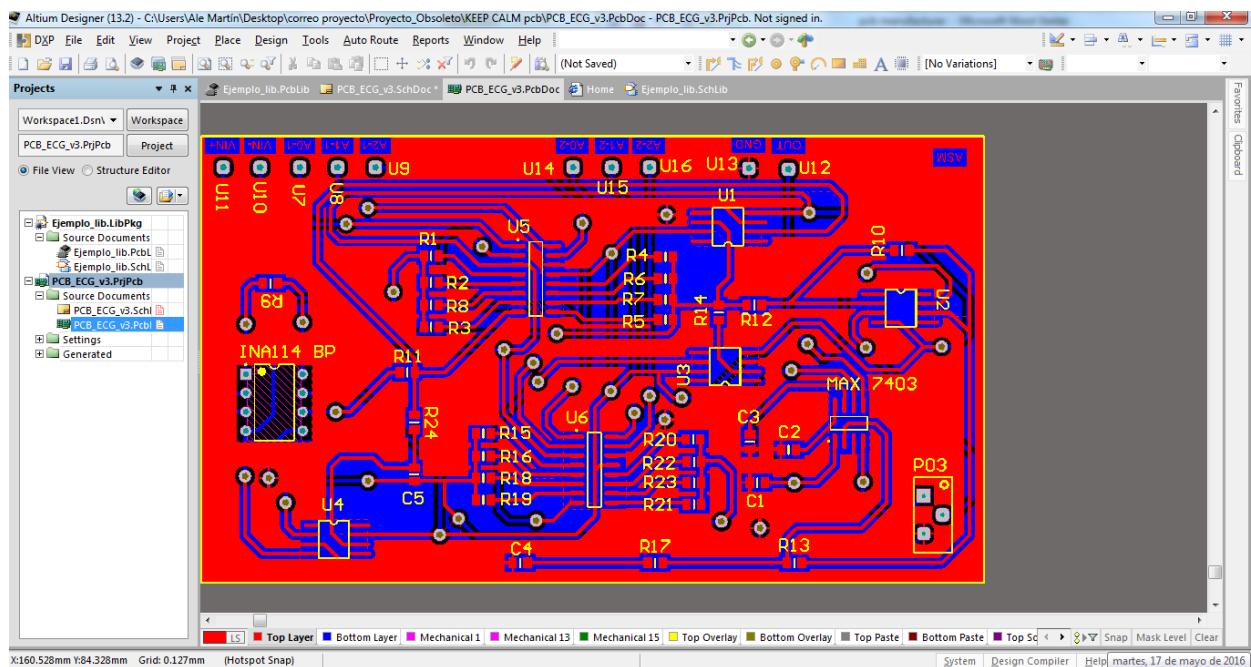


Figura 24. PCB TOP Altium Designer

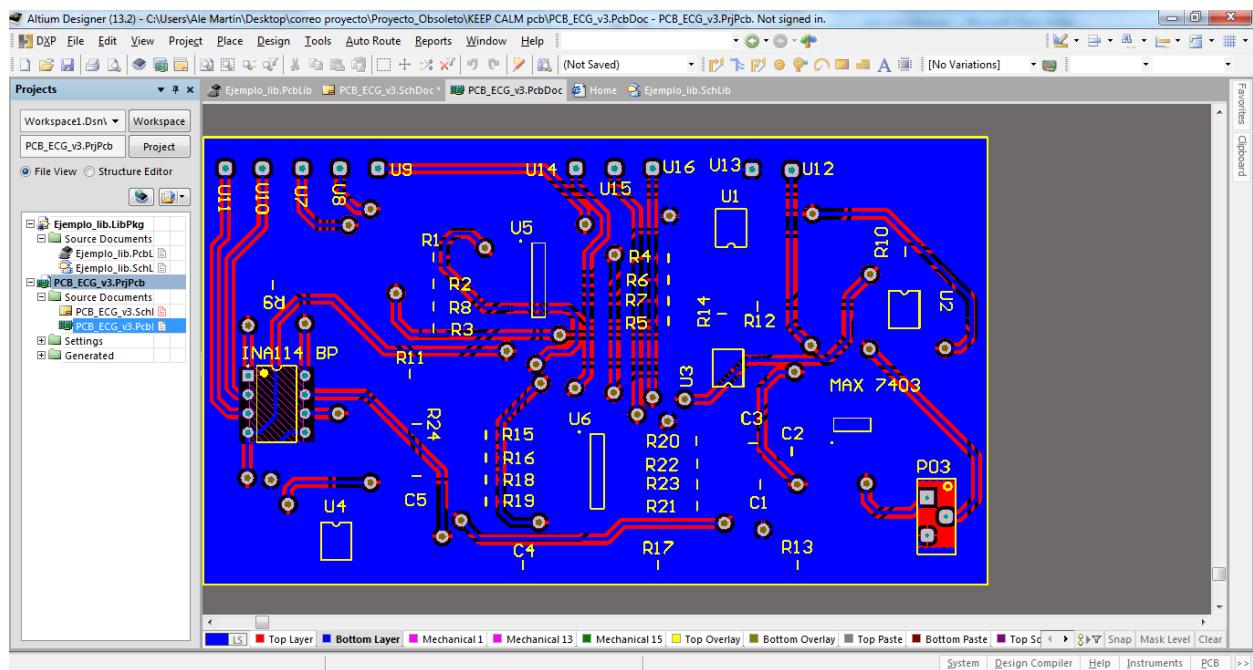


Figura 25. PCB BOTTOM Altium Designer

Estos son los 2 archivos que deberemos imprimir después de todo el trabajo del software para revelar la placa PCB en la insoladora.

Con el programa generaremos los archivos en PDF, e imprimiremos el esquemático para que nos sirva de guía en la fabricación de los componentes y las dos caras del PCB para la realización del revelado.

Llegados a este punto, el siguiente objetivo que nos queda es la fabricación del PCB en formato físico para poder probarlo en el laboratorio. Pero este paso tiene su técnica de revelado para poder revelar la PCB de acuerdo a nuestro archivo de Altium.

Este procedimiento lo explicaremos en el subapartado que viene a continuación.

2.3.2 Revelado de la placa PCB

Ahora explicaremos brevemente los pasos que hemos seguido para el revelado de nuestra PCB.

1.- Un diseño de una PCB (fotolito) que hemos realizado con un software de diseño de PCBs Altium Designer. Una vez lo tuvimos, lo imprimimos en un folio para comprobar el tamaño de la misma y que esta esté en la escala correcta. Con este objetivo colocamos los componentes encima del papel impreso para ver si realmente encajan o no en los Pads y verificar que su escala sea la correcta.

Una vez lo tenemos todo comprobado pasamos al siguiente paso, la preparación de la PCB.

2.- Utilizamos para nuestro proyecto unas PCBs fotosensibilizadas. En este proyecto la utilizaré de dos caras tipo FR4 de 0.8mm. Aunque con un grosor de 0.5mm son más fáciles de cortar.

Lo primero que tendremos que hacer es transportar las medidas del fotolito a la PCB y cortamos la PCB por lo menos medio centímetro más grande por cada lado para que después sea más fácil de trabajar con ella.

La manera para cortar las PCB más sencilla, y que he utilizado ha sido utilizar un cutter para recortar el material sobrante.

Una vez tengamos marcado en la PCB el corte que tenemos que realizar, cogemos la PCB y sobre un madera a modo de mártir y colocamos la placa de metal justo en la linea de corte. Y pasaremos el cutter con mucho cuidado la primera vez apoyándolo contra la plancha de metal a modo de guía.

Pasando dos o tres veces ya por la línea ya no tendremos que tener tanto cuidado ya que la cuchilla no se saldrá del surco de la PCB. El primer corte siempre lo tendremos que dar por la cara del cobre ya que al darle la vuelta si esta es de una cara se verá perfectamente el corte transparentado en la fibra de vidrio.

Cuando hayamos pasado el cutter varias veces por ambas caras solo habrá que hacer fuerza con las manos y quebrar la PCB por el corte.

Una cosa que hay que tener en cuenta es que las PCB es de fibra de vidrio y al quebrar, los bordes quedan con muchos “flecos” que tendremos que retirar con la lima o la lija, pasandola suavemente por los filos.

También debemos quitar una pequeña rebaba que queda en el cobre después de pasar el cutter. Esto es importante ya que si se lo dejamos, a la hora de poner el fotolito contra el cobre de la PCB, quedará un espacio y el fotolito no se pegará a él, dando como resultado que esa parte de la PCB nos quedará velada.

3.- Preparación del fotolito. Para la realizar el fotolito de la PCB utilizamos papel para transparencias (de las que se usan para hacer presentaciones) especiales para impresora láser y, valga la redundancia, una impresora láser.

También da buenos resultados utilizar papel vegetal o de cebolla y la calidad es prácticamente la misma, en nuestro caso usaremos el que hemos comentado anteriormente.

Los fotolitos una vez impresos e incluso antes, hay que evitar tocarlos por donde vaya el dibujo de la PCB ya que la misma grasa que tenemos en nuestros dedos puede hacer que el toner no se fije bien o incluso se corra.

4.- Lo siguiente es preparar la insoladora. La placas fotosensibles tienen un barniz sensible a la luz. Y para ello necesitamos una fuente de luz intensa con la que poder pasar el negativo a la placa. La que hemos utilizado es de la cual hemos podido disponer del departamento de Electrónica de la Escuela.

Una vez que tenemos la insoladora y el fotolito impreso podemos usar la misma superficie para alinear el fotolito (en nuestro caso por que la PCB es de doble cara) ayudándonos de la luz de la misma. Para facilitar el alineamiento he colocado algunas marcas en las esquinas del fotolito, y no es más que un sistema para alinear el fotolito inferior con el superior, y comprobar cuando se pone la PCB que el fotolito no se ha movido.

Una vez que lo tenemos todo colocado pasamos a insolar la placa. Durante todo el proceso hay que tener

mucho cuidado de no velar la placa exponiéndola a luz directa durante mucho tiempo.

La duración del insolado varía entre fabricantes de PCB, insoladoras empleadas y tipo de papel empleado en el fotolito.

En la Figura 26 y 27 tenemos representadas las dos caras que hemos impreso en el papel cebolla para revelar la placa en la insoladora.

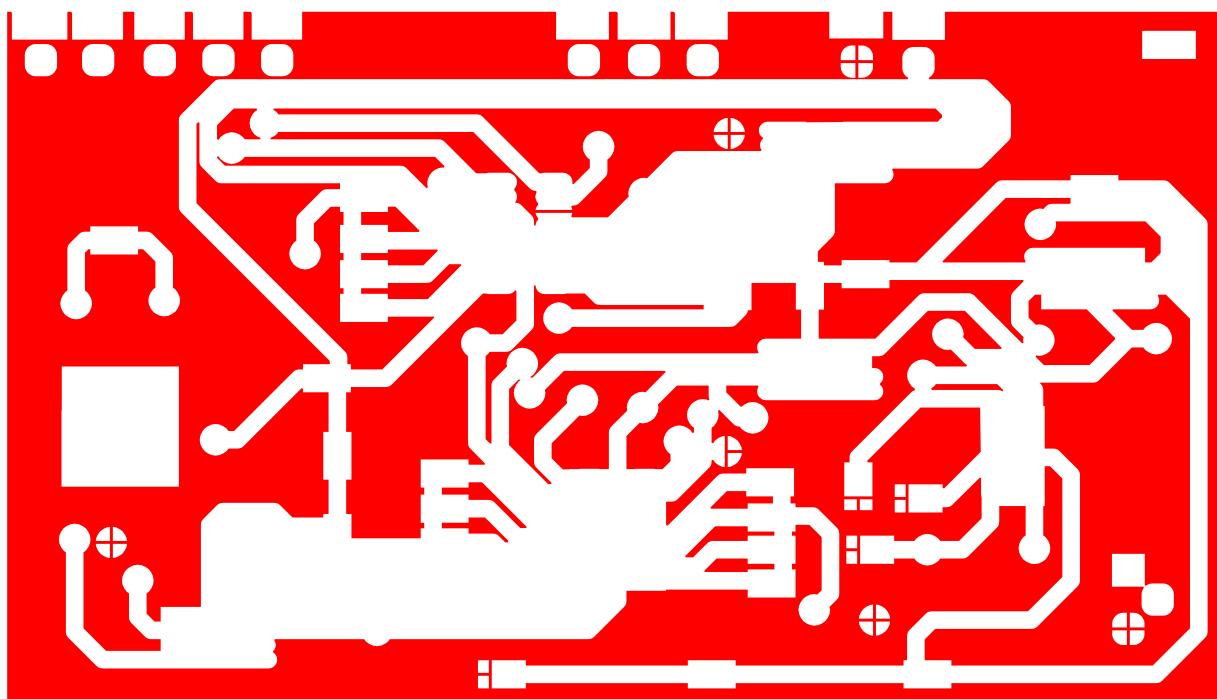


Figura 26. TOP de la placa PCB a imprimir

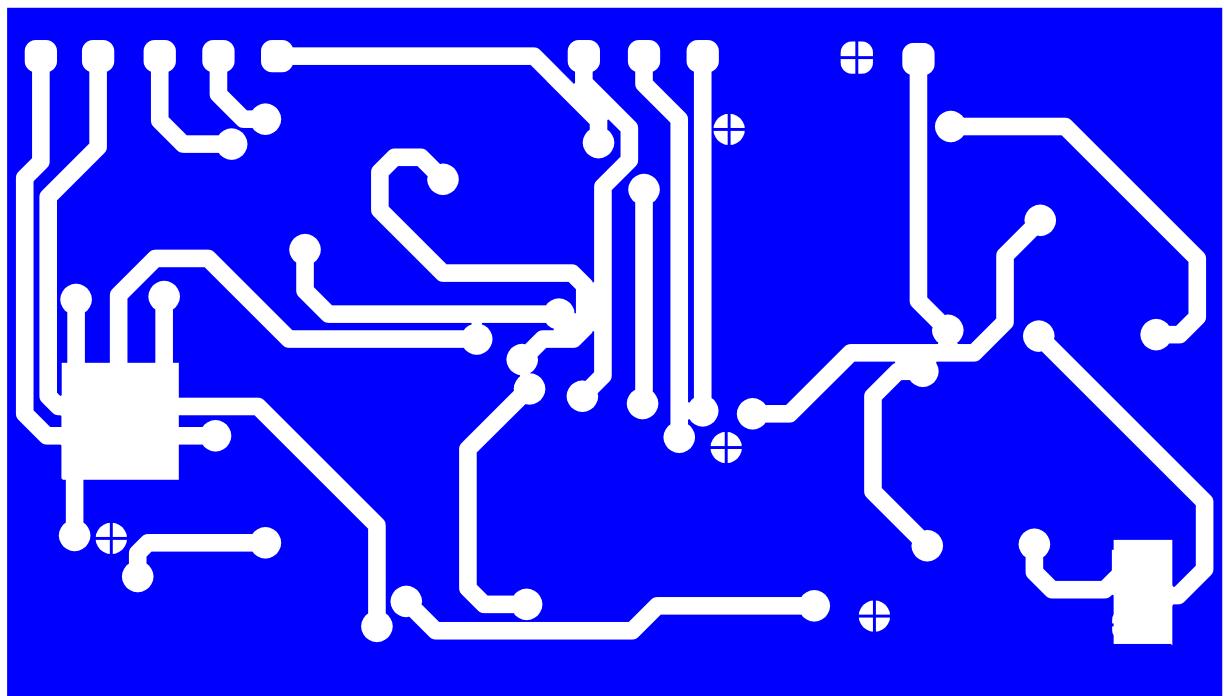


Figura 27. BOTTOM de la placa PCB a imprimir

Aquí podemos visualizar claramente cómo quedará nuestra placa PCB, teniendo en cuenta que el circuito azul muestra la cara de arriba de nuestro placa y el circuito rojo casa con este para ser la cara de abajo de la placa final.

Debemos comprobar que coinciden los Pines y los dibujos con lo diseñado en el software para evitar fallos en el revelado.

5.- Preparación del revelador y ácido para atacar la PCB

Para tratar con los líquidos y proteger mis manos utilizo guantes de látex que se pueden encontrar en cualquier farmacia ya que los líquidos son corrosivos y pueden originar quemaduras.

Lo primero que tendremos que hacer es conseguir tres cuencos o cubetas donde haremos las mezclas y sumergiremos la PCB.

En uno de los cuencos pondremos agua del grifo, en otro el revelador hecho con la sosa caustica y en el ultimo el ácido.

En este paso ya se puede observar todo el circuito fácilmente en la superficie del cobre. Si observamos que alguna pista esta borrada o dañada podemos rehacerla con un rotulador permanente.

Ahora cogemos un trozo de algodón, lo impregnamos en acetona, y acto seguido lo frotamos con suavidad sobre toda la superficie de la placa.

Ahora lo que resta es recortar la PCB y hacer los taladros. Hemos utilizado un taladro del departamento y distintas brocas (0,5mm, 0,8mm y 1mm)

Ya lo único que falta es tener paciencia y algo de pulso para hacer todos los taladros.

2.3.3 Soldadura y finalización de la placa

Ya hemos llegado a la última parte de este capítulo, tras tener diseñado el esquemático, configurado e importado al software de diseño de circuitos y revelada la placa PCB, sólo nos queda soldar los componentes a nuestra placa PCB.

Ahora el trabajo que nos queda de fabricación es la soldadura de los componentes y dispositivos a la placa y realizar las uniones y bias.

Para poder hacer la soldadura necesitaremos una serie de componentes que escribiremos a continuación:

Un soldador de estaño

Estaño

Flux

Alicates

La placa PCB

Los componentes a soldar

Cable conductor para las bias

Este trabajo requiere de manejo con las herramientas, precisión, y sobretodo, mucha paciencia.

En este trabajo se ha volcado todo el trabajo anterior, y su éxito depende enteramente de haber hecho un excelente trabajo nuevo.

Primero nos disponemos a realizar las bias para conectar ambas caras de la PCB, las cuales deben hacerse con sumo cuidado para no pisar dos pistas a la vez comprobando que estén bien conectadas.

Después de este paso, lo aconsejable es empezar a soldar los elementos pasivos del circuito. Las resistencias, condensadores y demás manteniendo cerca el esquemático como guía para no cometer errores.

Ahora llega el momento de pasar a los componentes activos, tendremos que tener mucho cuidado con no quemar los encapsulados y no soldar varias patas que están muy próximas entre sí. Para ello usaremos unos pequeños alicates y pequeños trozos de cinta aislante para mantenerlos fijos durante la soldadura.

Tenemos dos tipos distintos de encapsulados en nuestro diseño, SMD y DIP, es decir, 2 tipos de soldaduras distintas para unir los dispositivos a la placa que debemos de soldar de manera distinta.

Para soldar los dispositivos, debemos poner un poco de flux en la pista para que suelde mejor en el cobre y posteriormente calentar la pista para acto seguido echar el estaño y hacer la soldadura, de esta forma se adherirá mejor y será una unión más sólida.

Para acabar los últimos detalles y tener lista la nuestra placa para probar en el laboratorio, sólo nos falta ponerle los PINES de entrada y salida, y poner los cables necesarios en nuestra PCB.

En la Figura 10 y 11 tenemos una representación de cómo nos ha quedado la placa tras haber seguido cuidadosamente los pasos por ambas caras con los componentes soldados y terminada la placa lista para probarla.

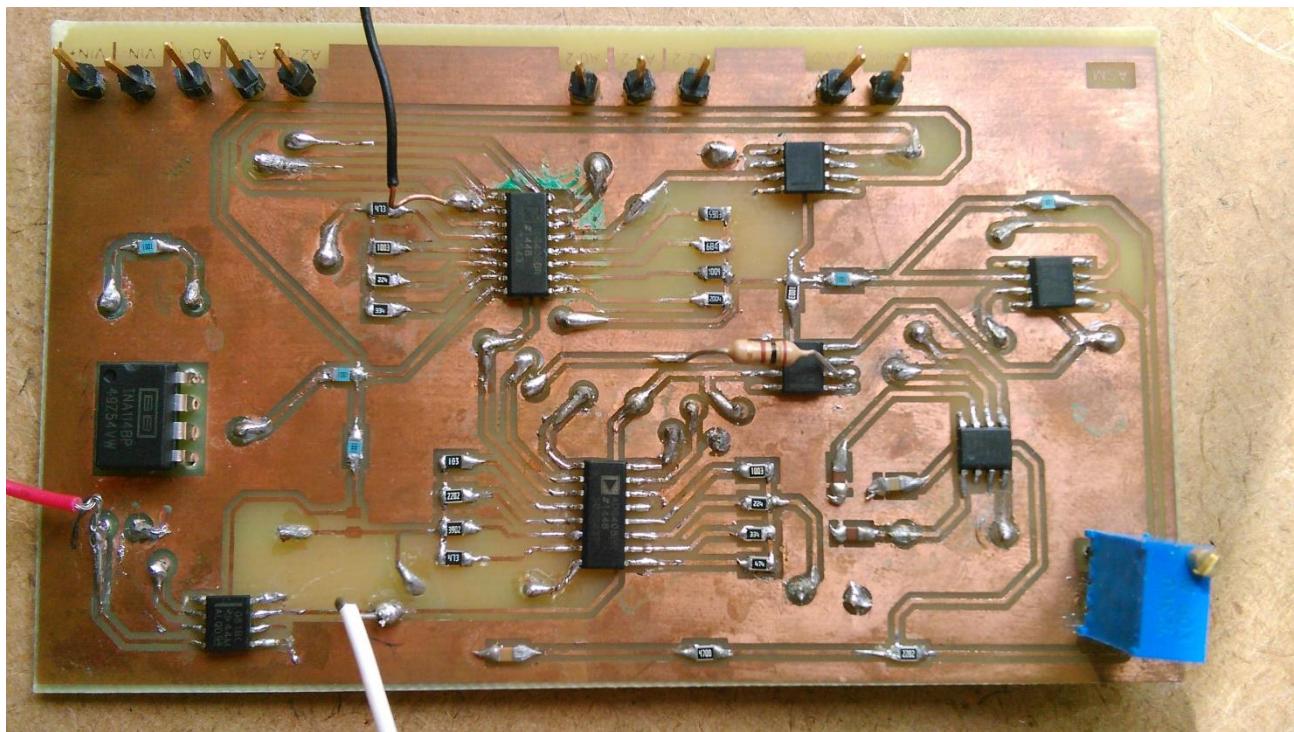


Figura 28. Circuito PCB final (TOP)

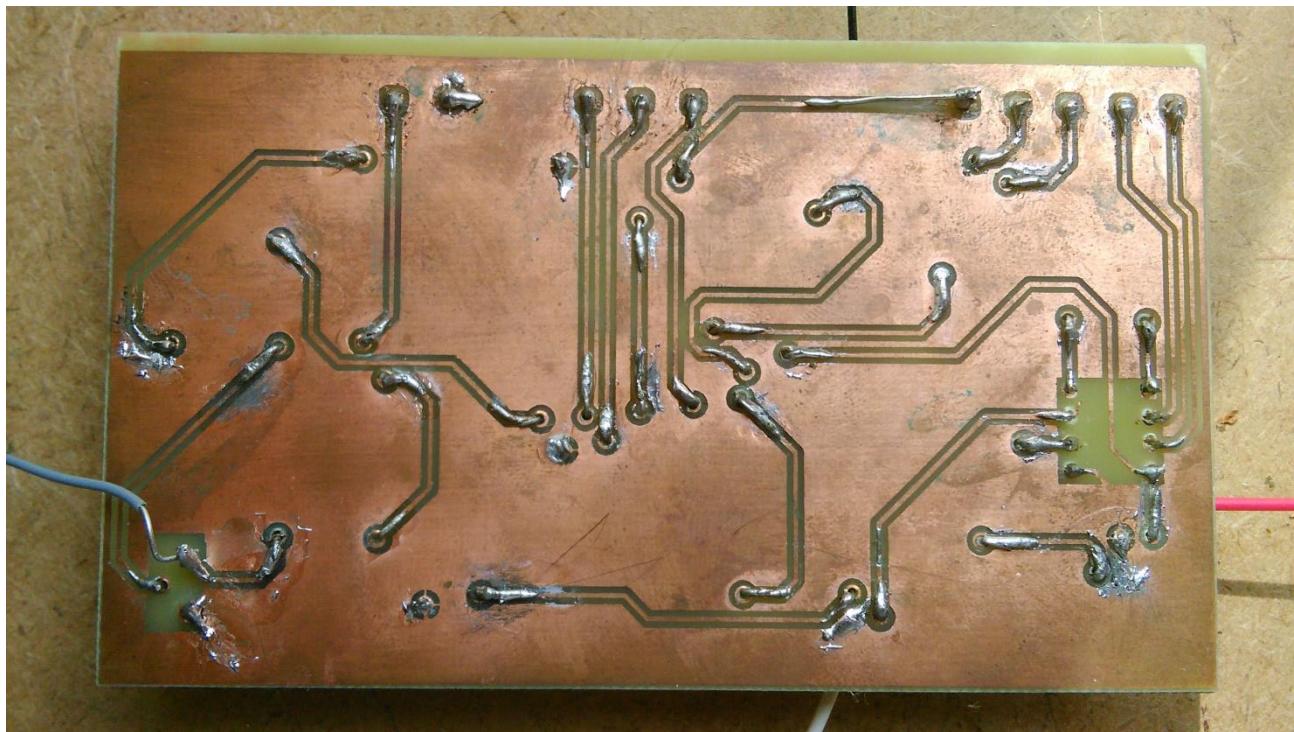


Figura 29. Circuito PCB final (BOTTOM)

3 CARACTERIZACIÓN DEL CIRCUITO

3.1 Introducción a la caracterización

Llegados a este punto, debemos echar la vista atrás para poder mantener en nuestra mente todo nuestro trabajo anterior, que confluye apoyándose en los estudios previos para llegar a este momento.

Tenemos que ser conscientes que ahora debemos hacer que todo lo anterior tenga valor, realizando todas las pruebas pertinentes en el laboratorio para caracterizar nuestro circuito.

Durante este capítulo y mientras vayamos caracterizando el circuito, iremos comprobando el funcionamiento de cada una de nuestras 3 etapas de la que se compone nuestro trabajo, mostrando las gráficas de los osciloscopios utilizados para visualizar los resultados y realizando tablas con los datos recogidos para poder ayudar al entendimiento del lector de nuestro trabajo.

En este capítulo vamos a centrarnos en la parte práctica de laboratorio que hemos podido obtener gracias a todo el trabajo anterior

Empecemos por el principio, el diseño del circuito que queremos que nos lleve a cumplir los objetivos de nuestro proyecto. Tenemos que tener claro a qué señales nos estamos enfrentando y cómo responde a diferentes señales que nos interesan dentro de un rango estudiado de frecuencias.

Como explicamos desde el principio del diseño del circuito, éste se compone de 3 etapas.

La etapa de amplificación, la etapa del filtro de paso de alta, y la etapa del filtro de paso baja; ahora nos dispondremos a caracterizar el funcionamiento de todas ellas.

La idea de este capítulo es presentar los resultados de cada parte del circuito, para conseguir caracterizar su comportamiento en cada una de las etapas, así comprobamos su funcionamiento y podemos visualizar que cumple cada una de nuestras necesidades por separado.

Así pues, tras esta primera prueba de nuestro trabajo, proseguiremos a caracterizar el funcionamiento del circuito conjunto, es decir, que tenga un correcto funcionamiento al unir en serie las tres etapas anteriores.

Tras la realización de esta etapa, tendremos comprobado la veracidad de cumplir las necesidades requeridas de nuestro circuito.

En cada etapa, iremos comentando las pruebas realizadas y la respuesta de cada apartado y dispositivos que forman estas.

Para poder comprender

r cada apartado, tendremos debidamente señalizadas la parte que estamos probando en el laboratorio, el esquemático de las etapas , las señales que participan y representaciones de los resultados del osciloscopio.

Empezaremos mostrando el circuito completo e iremos disgregando cada parte en pequeños circuitos más fáciles de entender para poder solucionar cualquier problema surgido o poder hacer algún variación en algún proyecto posterior que requiera condiciones modificadas.

En la Figura 12 tenemos representadas las diferentes etapas del circuito que vamos a probar en el laboratorio para su mejor entendimiento y verificación.

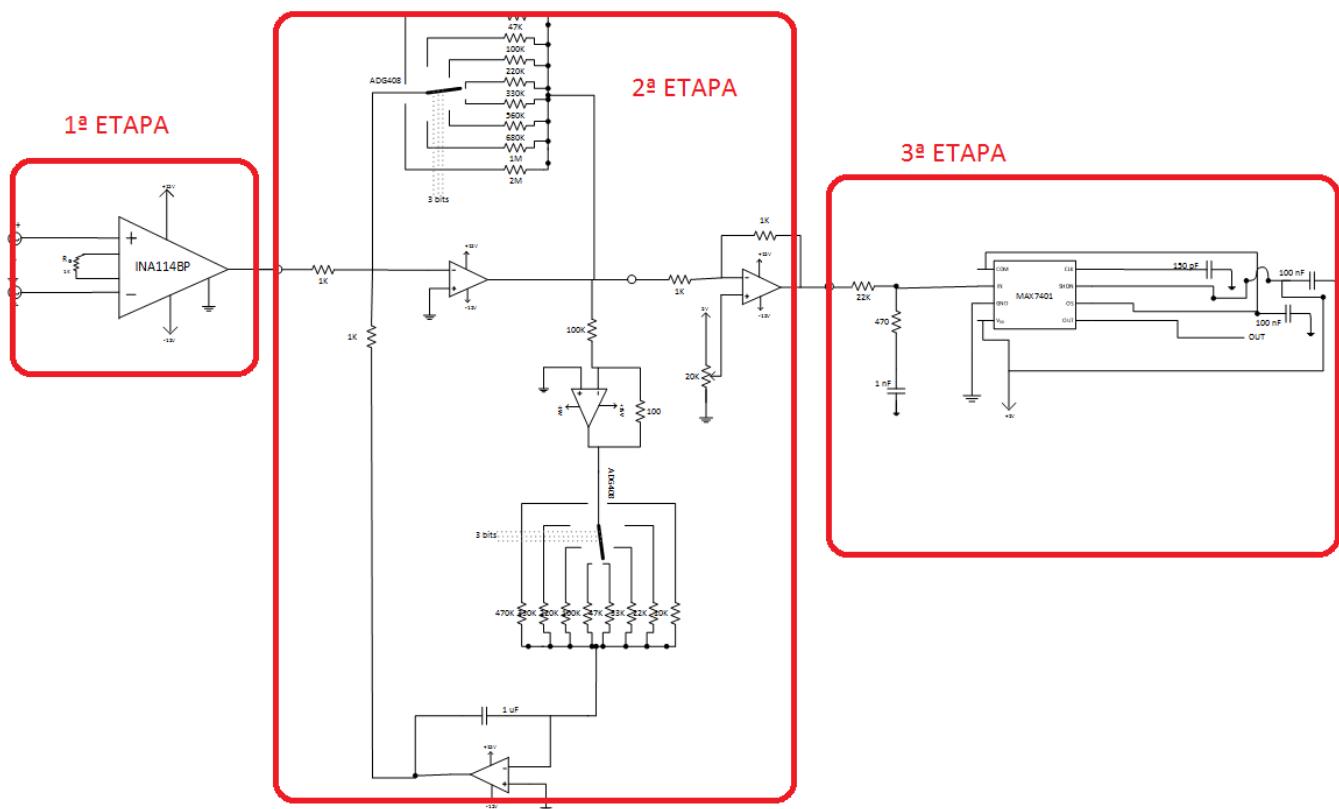


Figura 30. Distintas etapas del circuito

La 1^a Etapa definida en el recuadro de la izquierda, es la etapa de amplificación, y consta de un amplificador operacional INA114BP con una tensión de alimentación de $\pm 15V$, una entrada diferencial que lee el potencial bioeléctrico y una resistencia R_G que fija la ganancia requerida.

A continuación podemos ver la 2^a Etapa, en el recuadro central, este es la etapa de filtrado paso de alta. Este apartado consta de cuatro amplificadores operacionales y dos multiplexores analógicos además de otros elementos pasivos. Este apartado está formado a su vez por tres partes, la primera que es la superior, se encarga de una segunda amplificación controlada para ajustar una ganancia mas precisa, un un lazo de realimentación que controla el filtrado aso alta el cual también puede modularse a través de otro multiplexor analógico y un búffer a la salida que hace un seguimiento de tensión.

Para terminar, a la parte derecha de la ilustración tenemos la 3^a Etapa, que realiza un filtrado paso baja. Esta etapa a su vez se descompone de un filtro RC y un filtro paso baja de Bessel de octavo orden.

Ahora nos disponemos a caracterizar cada una de estas tres etapas y a su vez en cada uno de los componentes que la forman.

3.2 Caracterización del circuito de amplificación (Etapa 1)

Ya empezamos con el trabajo práctico puro y duro con la primera etapa. En este apartado estamos buscando caracterizar el funcionamiento de nuestro amplificador de instrumentación, así como ver que corresponde a las características deseadas.

Abajo tenemos representado el circuito final señalizando la etapa que vamos a probar y excluyendo a las demás, para que no intervengan en los resultados.

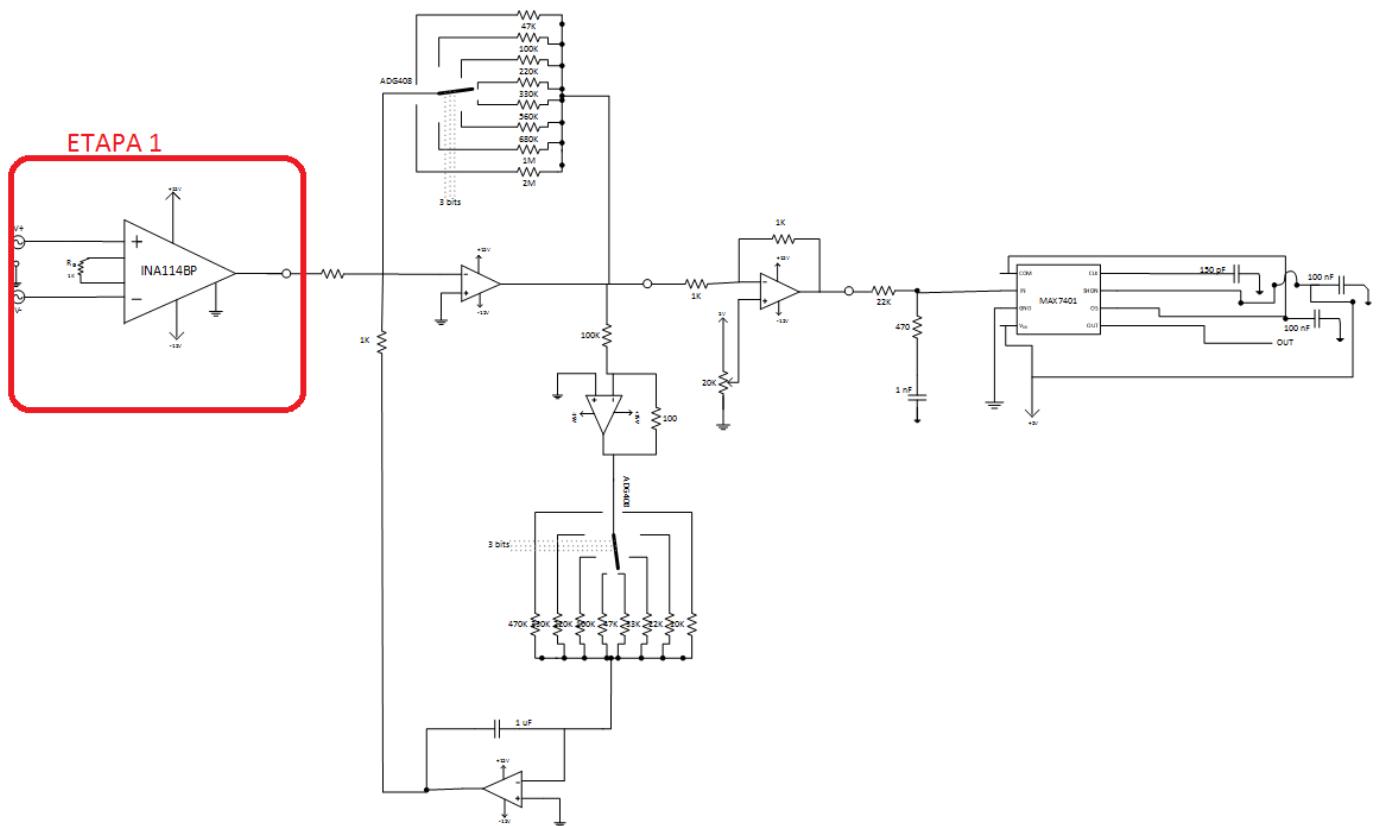


Figura 31. Etapa 1 del circuito.

Ahora hacemos zoom sobre el esquemático y lo representamos en la figura 32. En la figura podemos las entradas y la salida que tiene la etapa.

Las entradas V_+ e V_- en una entrada diferencial, para probarlas en el laboratorio debemos utilizar un generador de onda especial y a partir de ahí buscar el rango de tensión que buscamos para nuestro circuito.

En el circuito podemos apreciar también la resistencia externa R_G , la cual tiene una vital importancia en este apartado, aunque la descripción de este valor lo describiremos mejor unos párrafo más adelante.

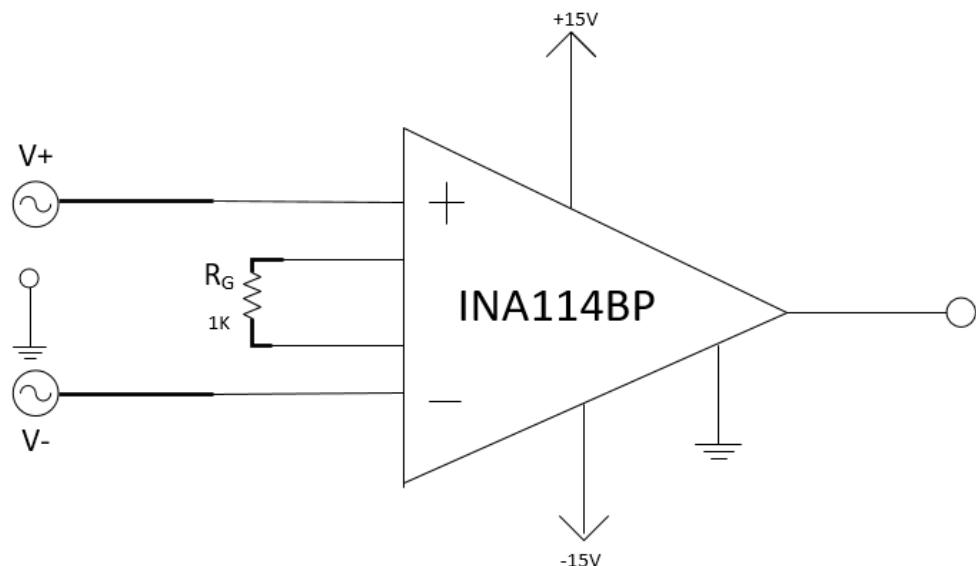


Figura 32 : Esquemático del circuito de amplificación

La componente que debemos ajustar de este circuito es la resistencia externa R_G , la cual gobierna la ecuación de ganancia del dispositivo amplificador y mantendrá controlada la salida.

La ecuación de ganancia de esta Etapa es:

$$G = 1 + \frac{50K\Omega}{R_G}$$

Atendiendo a nuestros objetivos y estudiando la ecuación del circuito, damos el valor a la $R_G=50\Omega$ para conseguir una ganancia favorable para nuestros requerimientos del proyecto, modulando la ecuación que lo rige, nos quedaría una ganancia igual a:

$$G = 1 + \frac{50K\Omega}{1K} = 51$$

Tras esta breve explicación acerca del comportamiento teórico de la Etapa 1, continuamos haciendo un barrido de tensiones de entrada desde 20mV 800 mV.

Tomaremos las diferentes salidas que nos dan respecto a las entradas introducidas y así hasta caracterizar el comportamiento del circuito.

Tenemos representadas la salida por pantalla del osciloscopio de una señal de entrada senoidal de 200mV de amplitud en la figura 33 y su correspondiente salida tras la amplificación en la figura 34 que tenemos a su lado

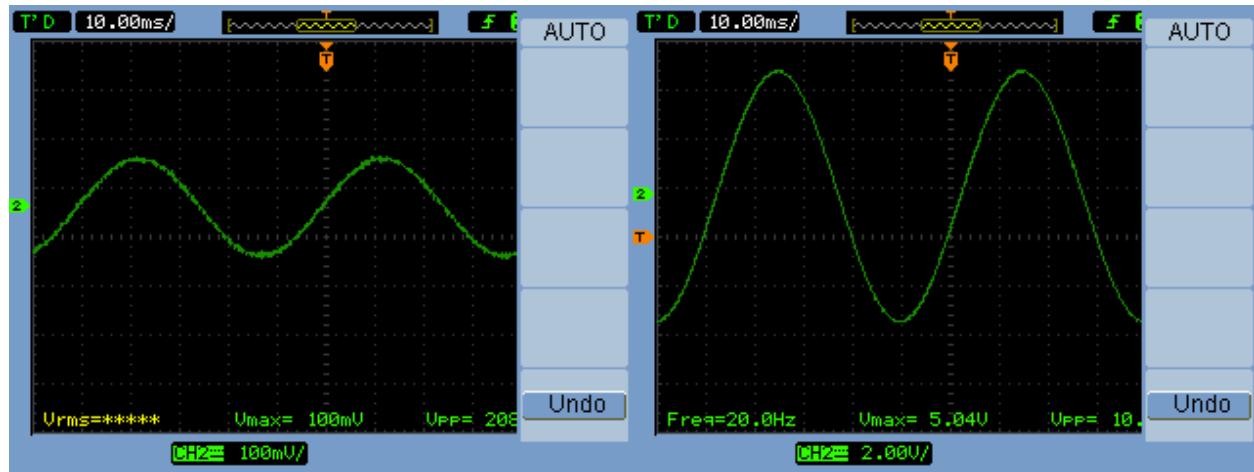


Figura 33. Señal de entrada de la Etapa 1

Figura 34. Señal de salida de la Etapa 1

Si tomamos la respuesta y lo dividimos entre la entrada podemos comprobar si cumple la ecuación de la ganancia del dispositivo.

En este caso tenemos una amplitud pico-pico de 208mV a la entrada y de 10,1 V a la salida, lo cual nos da una ganancia de 48,55 en unidades absolutas, en contraposición tenemos los 51 de ganancia que deberíamos tener según la ecuación.

Por lo tanto podemos comprobar que funciona correctamente la Etapa 1.

Seguimos tomando valores experimentales en el laboratorio hasta completar nuestra caracterización completa de la Etapa 1.

Podemos ver en la gráfica que la tensión máxima que nos da el circuito a la salida es de 28V. Este valor depende la la tensión de alimentación de $\pm 15V$ que tiene el amplificador operacional.

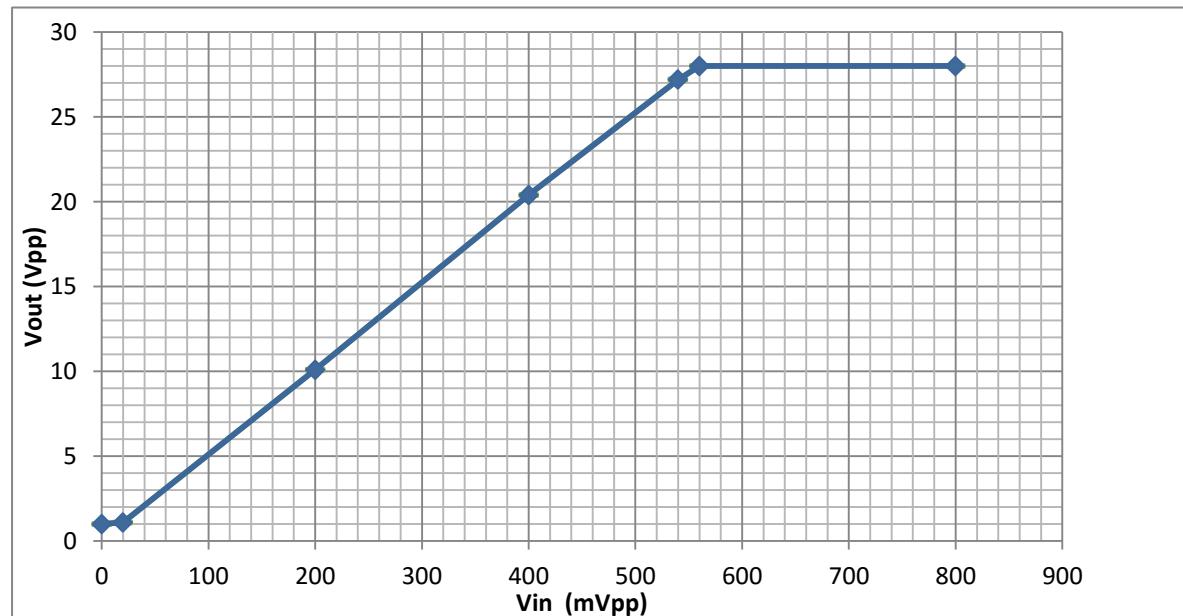


Tabla 1. Ganancia de la Etapa 1

3.3 Caracterización del circuito de filtrado paso alta (Etapa 2)

Tras comprobar la veracidad del buen comportamiento de la etapa de amplificación, pasamos a comprobar la caracterización de la segunda etapa del circuito.

Esta etapa tiene más complejidad que las demás, debido a que su objetivo es tanto realizar un filtrado paso de alta de la señal de entrada, como hacer una segunda amplificación más precisa de la señal tomada.

En la figura 35 tenemos remarcada en rojo la segunda etapa del circuito, la cual ahora vamos a ponerla a prueba y mostrar los resultados como hicimos en el apartado anterior.

Simulando la señal que debe tomar a la entrada nuestro circuito iremos barriendo el rango de interés hasta tener los resultados de funcionamiento de esta a distintas frecuencias y amplitudes.

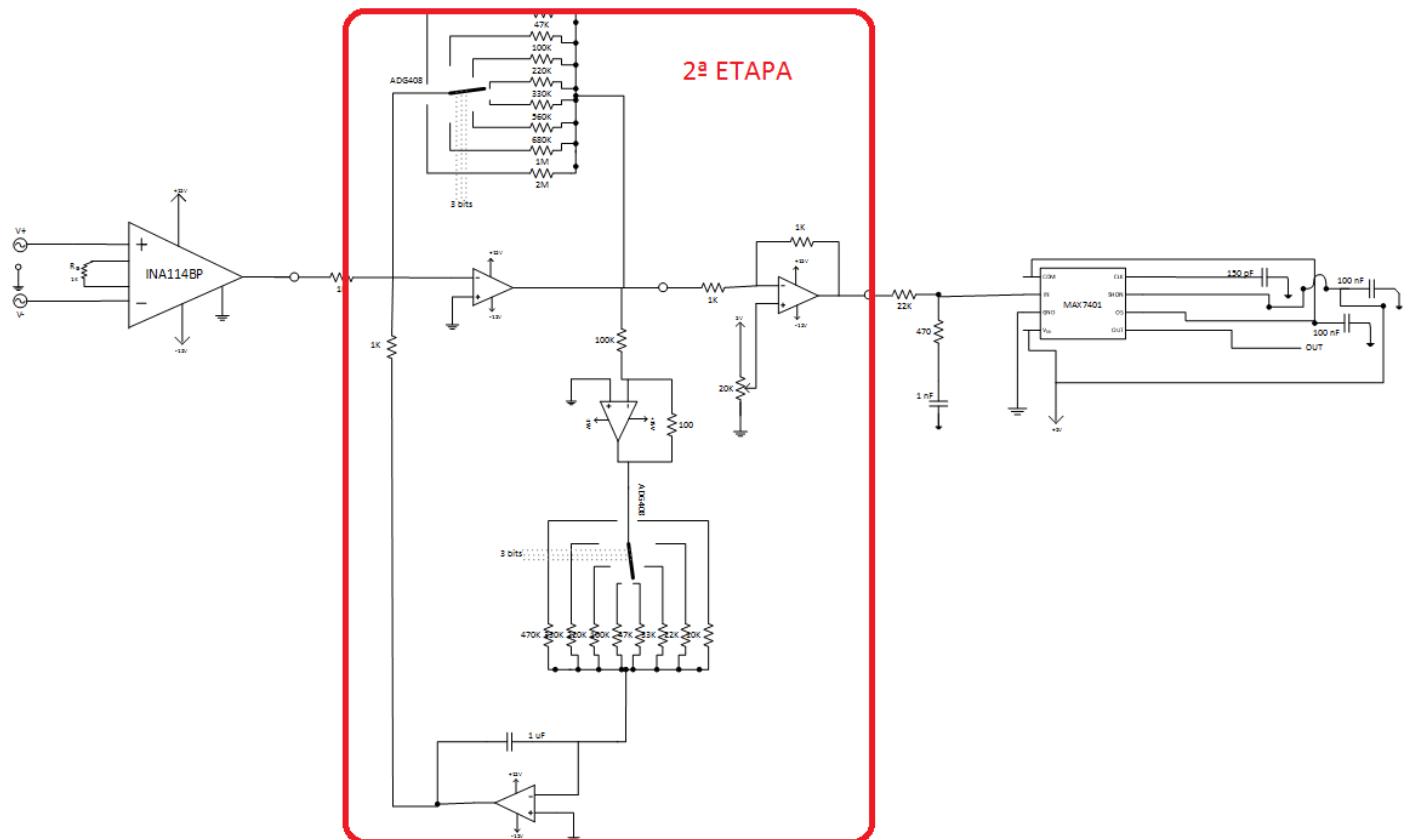


Figura 35 .Etapa 2 del circuito

Además este apartado tiene una característica especial, la etapa contiene 2 multiplexores analógicos los cuales son controlados por 3 señales de control cada una, cuyo único objetivo es poder modular el rango frecuencial que queremos medir.

Con estas características, podemos ajustar una amplitud y filtrado más específico con las que podremos conseguir trabajar con distintas señales de entrada modulando estos dispositivos.

En la figura 36 tenemos representado un zoom de esta segunda etapa, la que vamos a probar en este capítulo a continuación.

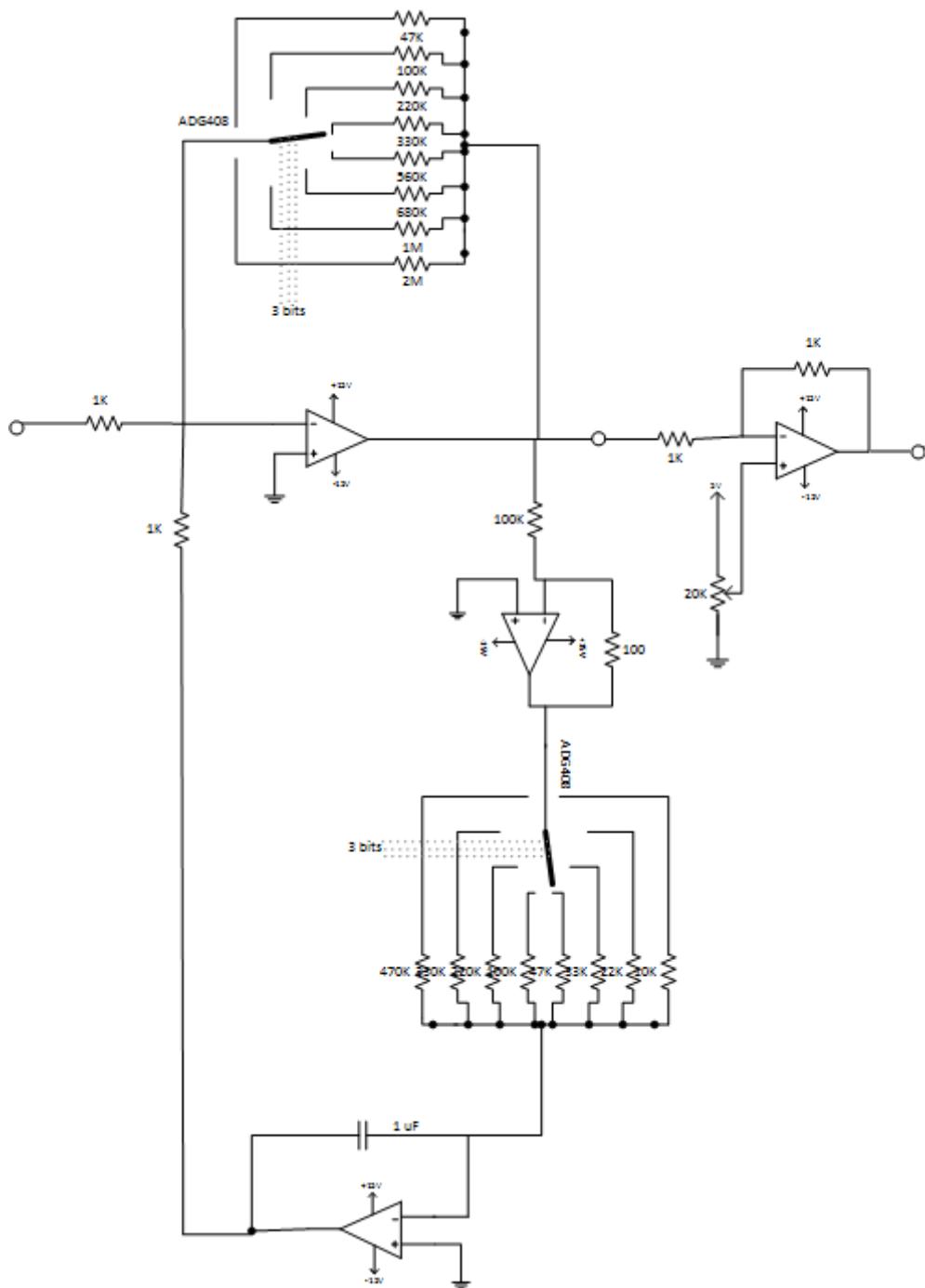


Figura 36. Esquemático del circuito paso de alta.

La segunda etapa de nuestro circuito es la cual se compone del mayor número de componentes, lo cual dotará con más complejidad a la etapa y en consecuencia, de más pruebas en el laboratorio para caracterizarlo.

Cada pequeña subetapa dentro de este apartado la separaremos según en los 3 amplificadores que tenemos (sin contar el buffer), cada uno de ellos tiene una función esencial para el correcto funcionamiento de la etapa, y luego hay un amplificador justo al final que usaremos como buffer, pero este no tiene nada que caracterizar ya que no mete cambio en la señal.

En la figura 37 tenemos representado esta segunda etapa del circuito, y a la vez la separación de los 3 subapartados para dejarlos claramente diferenciados.

A continuación iremos caracterizando el comportamiento por partes de esta etapa hasta llegar a su conjunto.

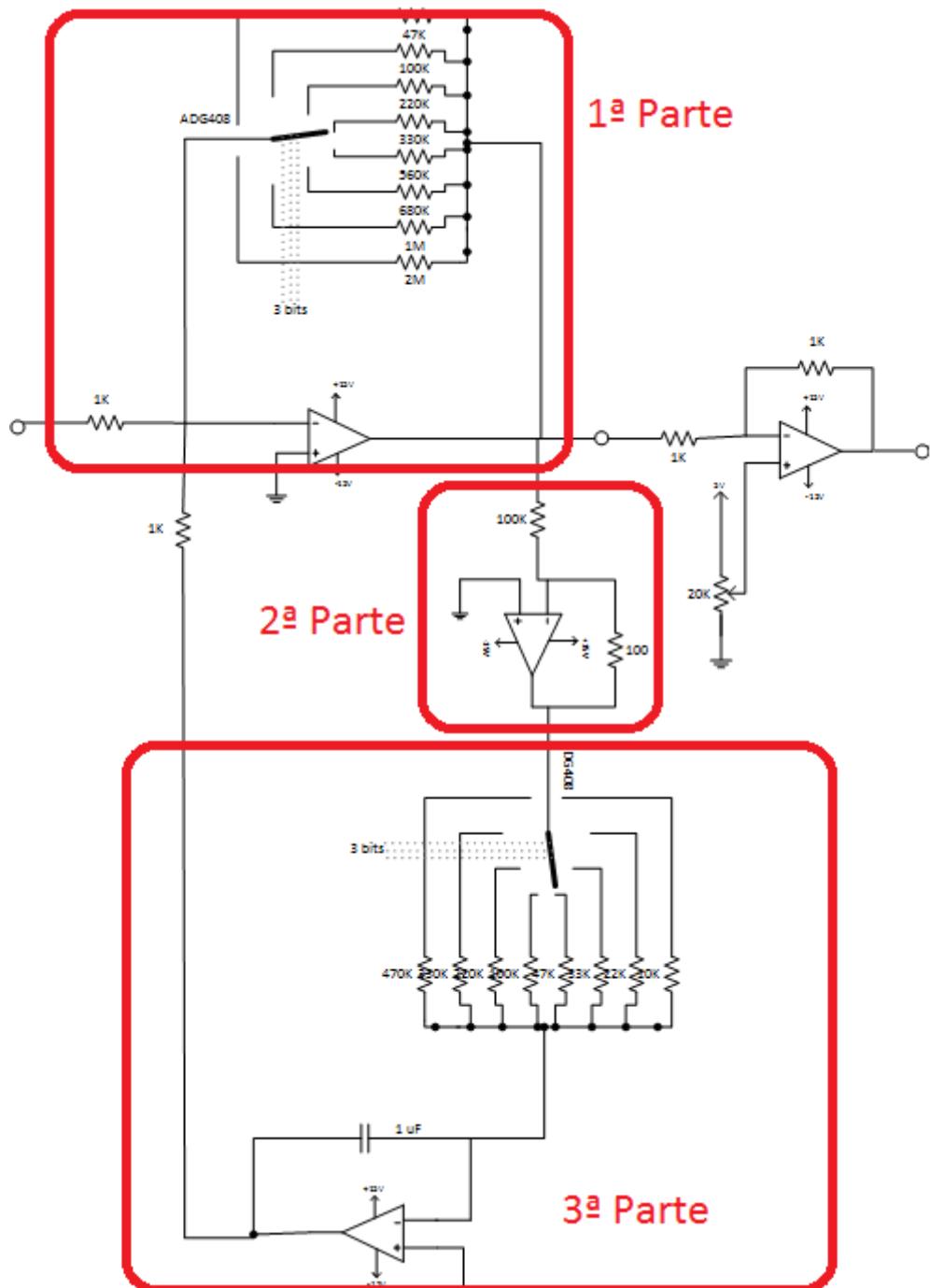


Figura 37. Partes de la Etapa 2.

3.3.1 Caracterización del circuito de filtrado paso alta (Etapa 2-1)

En este apartado nos centraremos únicamente en la primera parte de la Etapa 2.

Esta etapa realiza una amplificación de la señal de entrada, controlando el multiplexor analógico con las señales de control (E2, E1, E0) seleccionaremos una de las 8 salidas que variarán la ganancia dependiendo de la entrada.

En la figura 38 representamos la parte que vamos a probar con el generador de onda y los componentes que forman ésta.

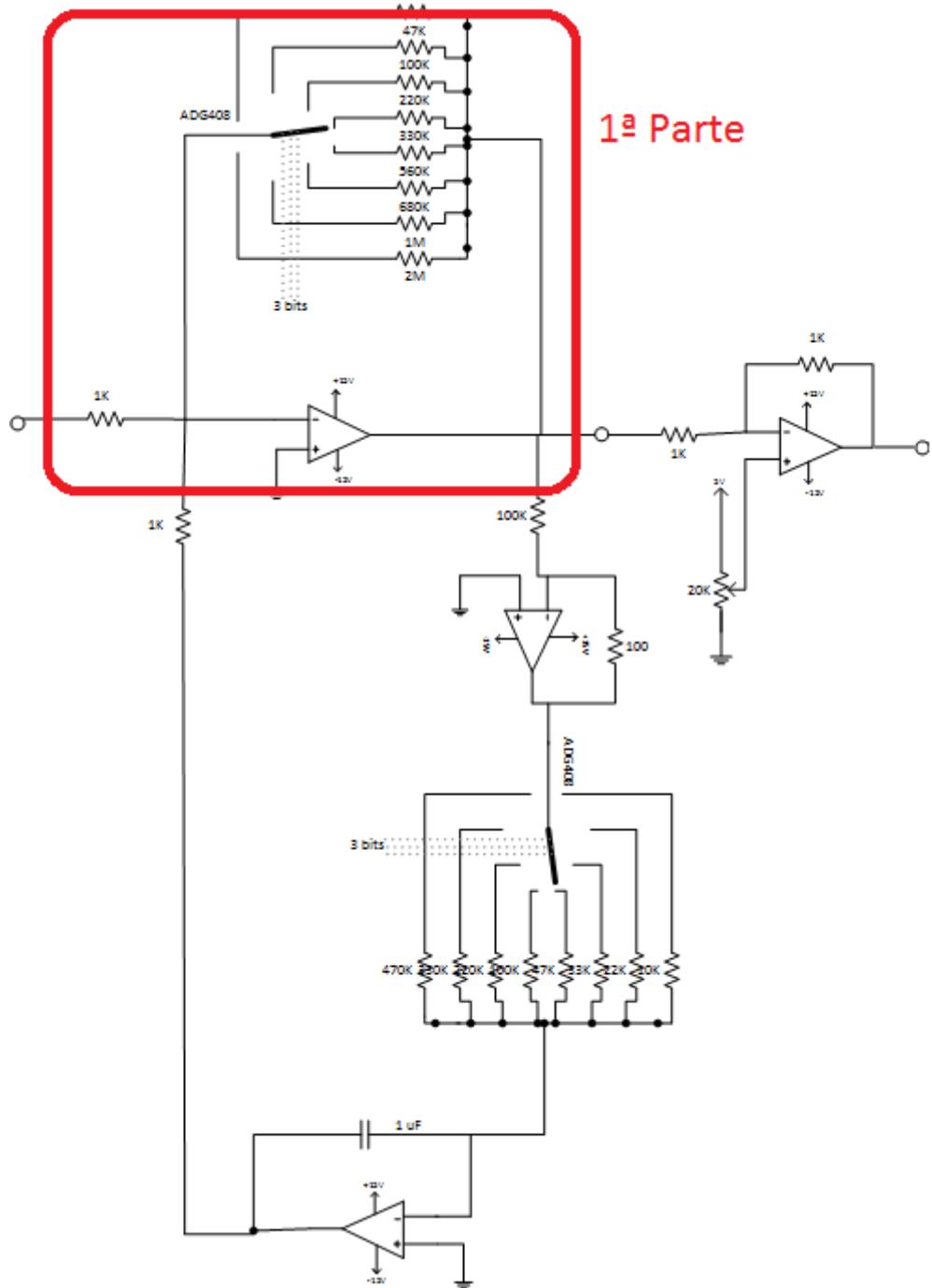


Figura 38. 1^a Parte de la Etapa 2

Como podemos comprobar abajo, la figura 39 representa la señal de entrada que vamos a usar como entrada, para simular la salida de la primera etapa

Y a la derecha tenemos la figura 40, que muestra la salida a esta utilizando la salida 1, es decir, el multiplexor toma la salida que da a la resistencia igual a $47\text{K}\Omega$.

El multiplexor selecciona la R1, y según esta variará la ganancia como muestra la siguiente ecuación en valores absolutos:

$$G = \frac{R_1 K}{1K}$$

Así que siguiendo esta ecuación la ganancia seleccionando R1 = 47K será:

$$G = \frac{47K}{1K} = 47$$

Como podemos ver en el osciloscopio, la salida de este circuito es 9,51 V en contraposición a la entrada que es igual a 230mV.

La ganancia real de este dispositivo es 41,34, como podemos comprobar, es algo menor a la teórica de 47.

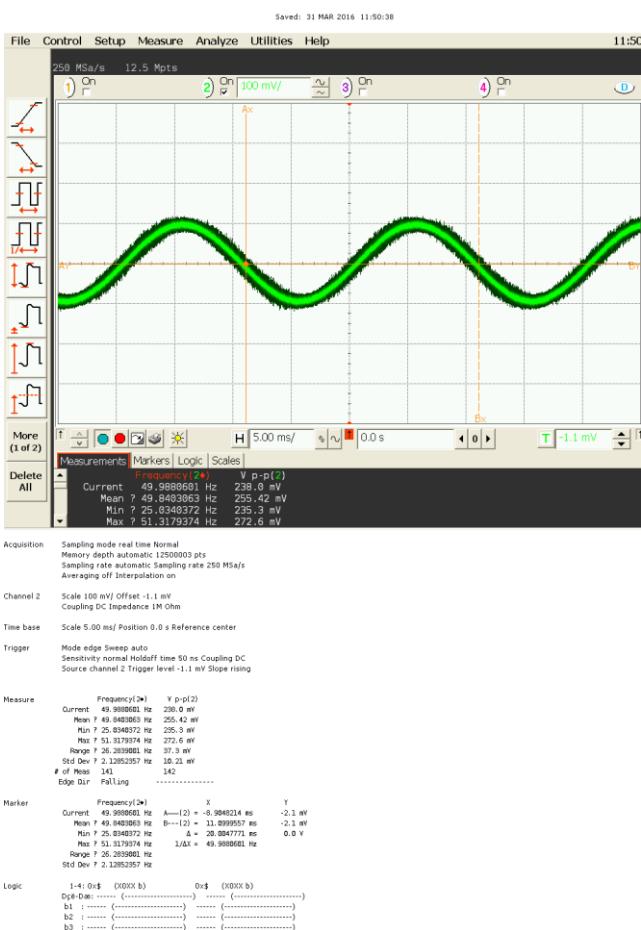


Figura 39. Señal de entrada de la 1^a parte de la Etapa 2.

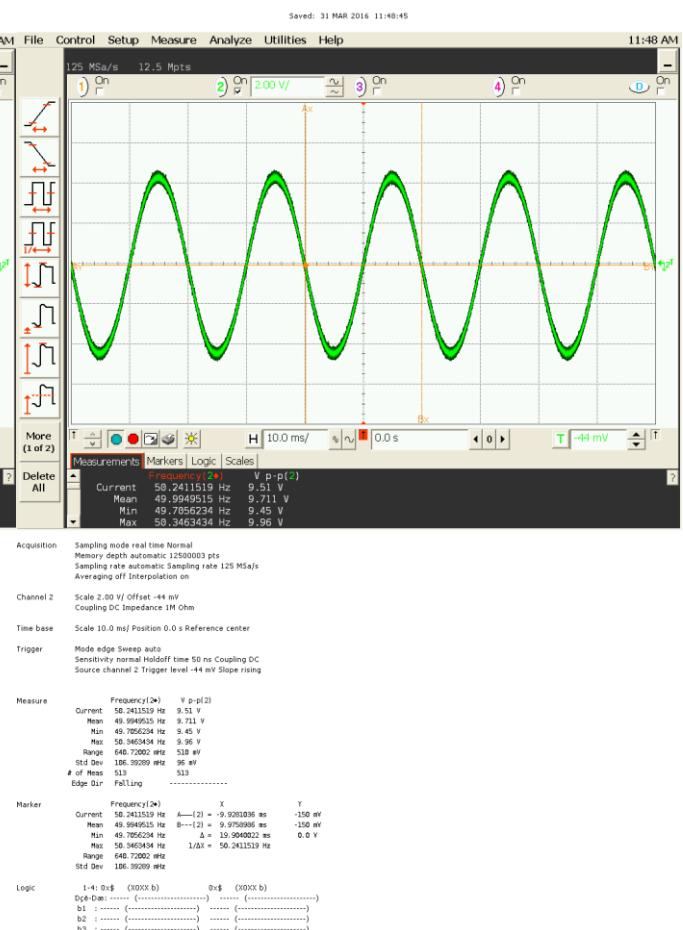


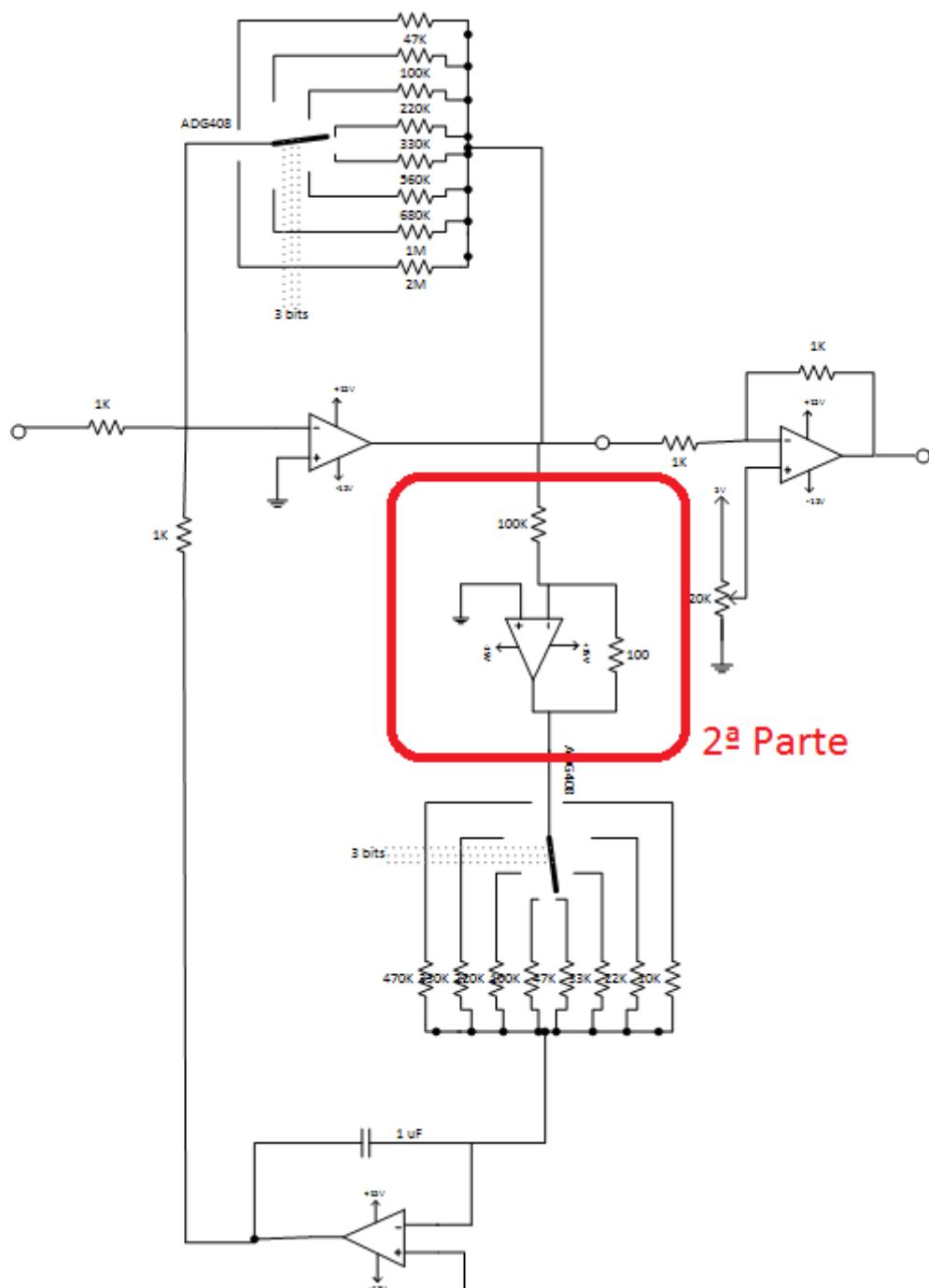
Figura 40. Señal de salida de la 1^a parte de la Etapa 2.

3.3.2 Caracterización del circuito de filtrado paso alta (Etapa 2-2)

Ahora pasaremos a la segunda parte de la Etapa, la cual podemos localizar representada en la figura 41 por un recuadro rojo.

Esta parte de la etapa reduce la señal salida por la parte primera pero de manera constante como detallaremos unos párrafos más adelante y comprobaremos con el osciloscopio.

Esta señal da a la entrada de la tercera parte y ambas forman un cconjunto de realimentación negativa en la Etapa 2,

Figura 41.2^a Parte de la Etapa 2

Ahora nos centraremos en el segundo amplificador operacional, el cual es un amplificador que reduce la señal de entrada rigiéndose por la siguiente ecuación:

$$G = \frac{100}{100K} = 0.001$$

En la figura 42 tenemos la entrada de la parte que estamos probando frente a la figura 43 que nos muestra su salida que desemboca en la tercera parte, la cual desarrollaremos su estudio en el siguiente subapartado.

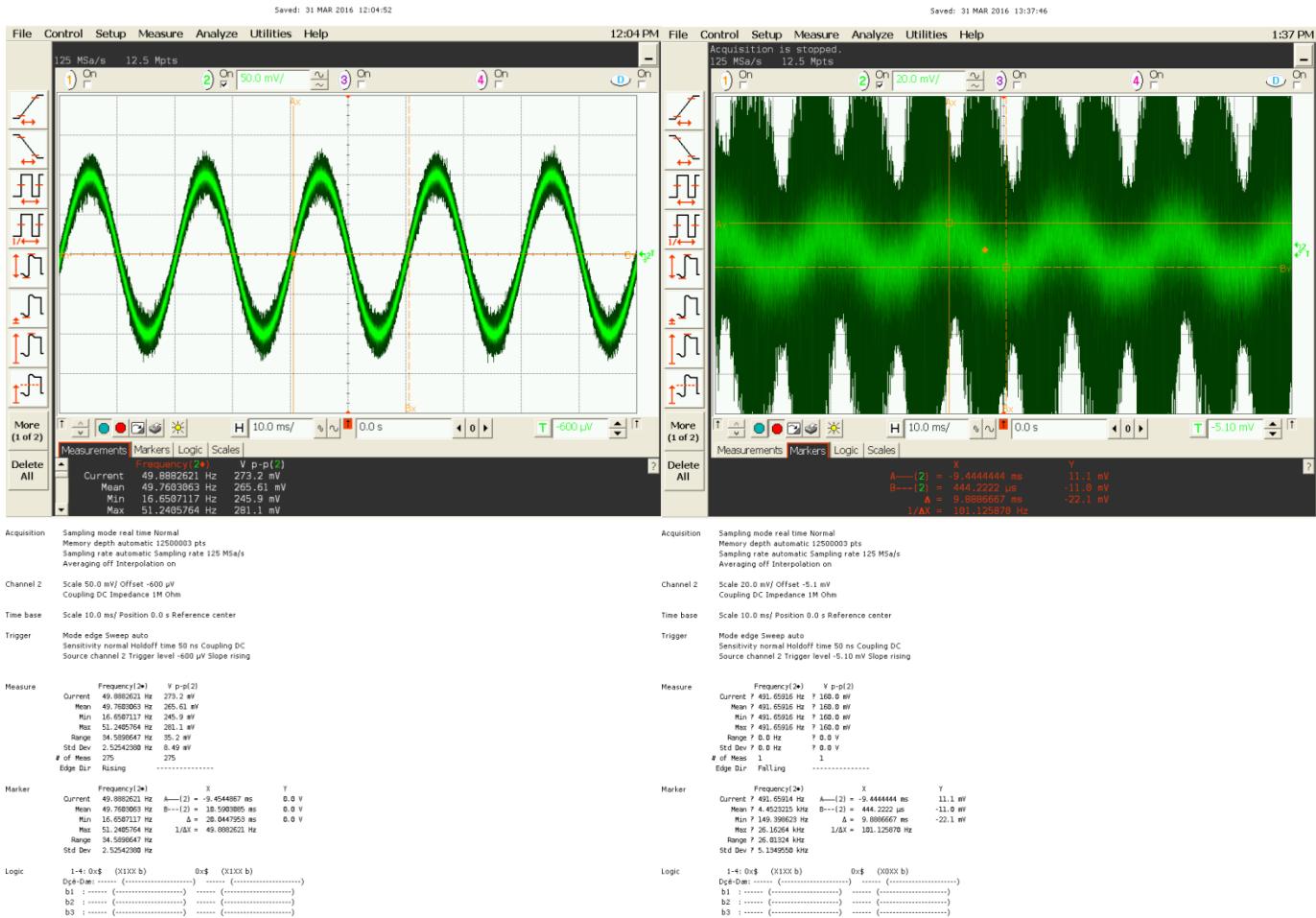


Figura 42. Señal de entrada de la 2^a parte de la Etapa 2.

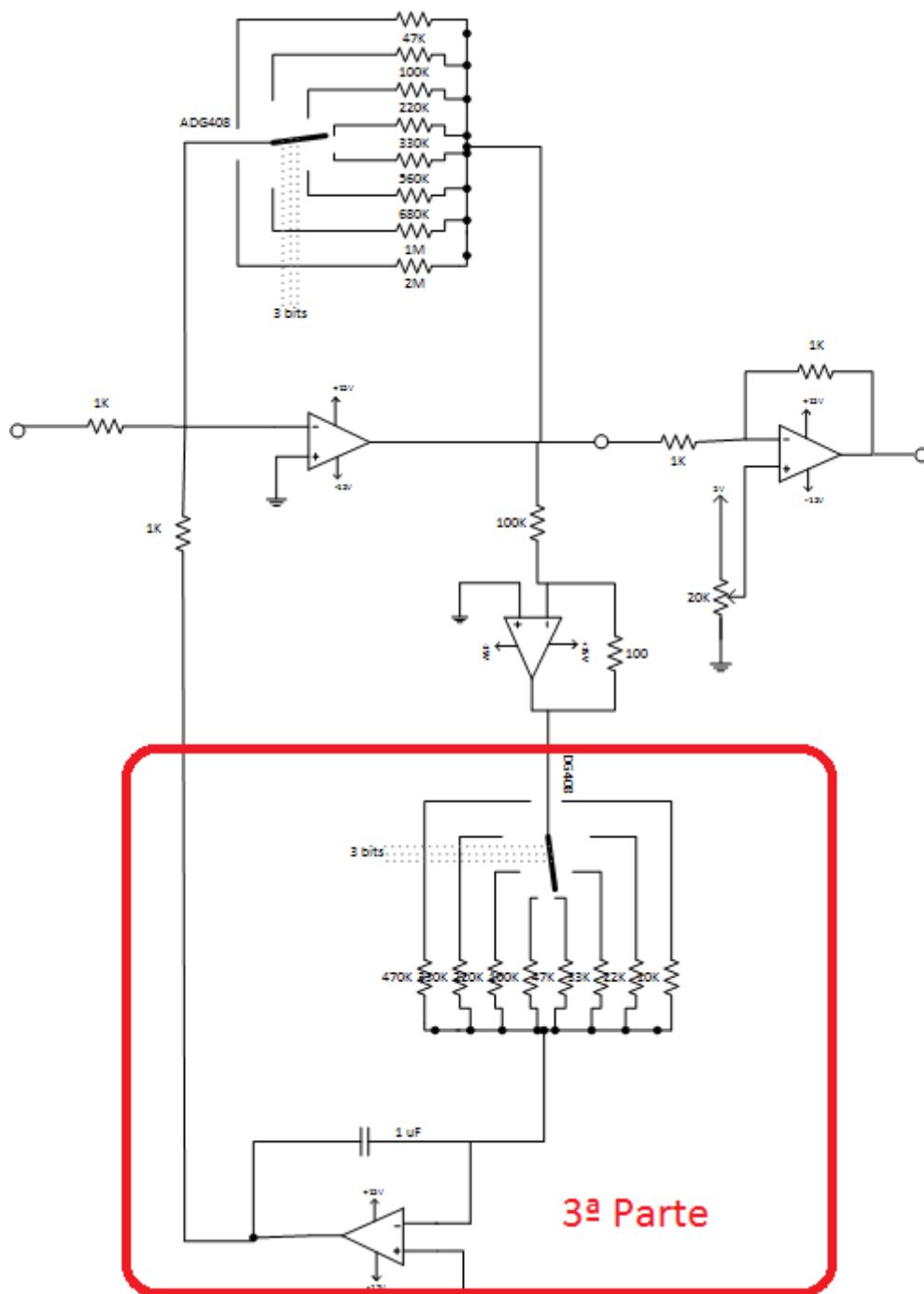
Figura 43. Señal de salida de la 2^a parte de la Etapa 2.

3.3.3 Caracterización del circuito de filtrado paso alta (Etapa 2-3)

Ahora estamos en el subapartado tercero. Éste forma parte de un lazo de realimentación negativa junto al subapartado anterior.

Esta parte se caracteriza por variar la ganancia en frecuencia dependiendo del Condensador y además incluye un multiplexor analógico idéntico al de la parte uno de esta etapa.

Abajo en la figura 44 tenemos mostrada la tercera parte de esta etapa, en la que podemos ver el esquemático que deja claro los dispositivos de los que se compone además de las diferentes salidas del multiplexor.

Figura 44.3^a Parte de la Etapa 2

El multiplexor puede seleccionar entre las resistencias de entrada siguientes:

$$R2 = 10k\Omega, 22k\Omega, 33k\Omega, 47k\Omega, 100k\Omega, 220k\Omega, 330k\Omega \text{ y } 470k\Omega.$$

Tras tomar esta resistencia, la señal deberá enfrentarse a un condensador, del cual dependerá el polo de funcionamiento de esta parte .

Para nuestras características hemos elegido un condensador de 1 uF, el cual solucionará nuestro problema con un correcto funcionamiento.

Tras esta explicación pasamos a mostrar la ecuación que dará forma y regirá la 3^a parte de la 2^a Etapa del circuito.

$$A = -\frac{1}{2\pi f R C} = -\frac{1}{2\pi f R (1uF)}$$

Como podemos ver en la ecuación, la ganancia depende de varios parámetros, la frecuencia, la resistencia de entrada y el condensador en paralelo.

Como la frecuencia nos viene impuesta por la entrada bioeléctrica que queremos medir y el valor del condensador es fijo, sólo podemos variar la ecuación de ganancia de este apartado ajustando a nuestros requerimientos la R2.

La ecuación varía inversamente proporcional a R2.

Para poder reflejar mejor este apartado, vamos a mostrar 4 señales de salida fijando la R2=10K y variando la frecuencia de entrada.

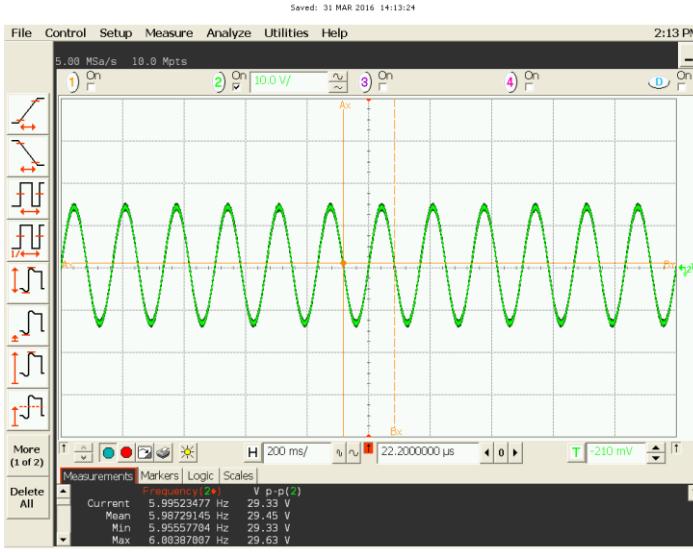
Podemos ver que la amplitud de la señal de salida se incrementa cuanto más cercana a cero sea la frecuencia hasta llegar a la frecuencia de corte.

Esta frecuencia de corte podremos verla leyendo la tabla que hemos dibujado a partir de los datos recogidos en el osciloscopio del laboratorio.

Cuanto más crece la frecuencia, más irá decreciendo la amplitud a la salida de la tercera parte hasta llegar a convertirse en despreciable a altas frecuencias.

La finalidad de esta parte junto a la anterior es reducir la amplitud a bajas frecuencias de la Etapa 2 en conjunto, ya que ésta señal restará amplitud a la entrada de la etapa 1 y así formar correctamente un filtro paso de alta, negando las frecuencias bajas y dejando pasar las altas.

Ahora tenemos a continuación 4 imágenes de la salida del osciloscopio variando la frecuencia a 6 Hz, 10 Hz, 50 Hz y a 100Hz representadas en las figuras 45, 46, 47 y 48.



Acquisition
Sampling mode real time Normal
Memory depth automatic 10000000 pts
Sampling rate automatic Sampling rate 50.0 MSA/s
Averaging off Interpolation on

Channel 2
Scale 10.0 mV Offset -200 mV
Coupling DC Impedance 1M Ohm

Time base
Scale 200 μs/ Position 22.000000 μs Reference center

Trigger
Mode edge Sweep auto
Sensitivity normal Holdoff time 50 ns Coupling DC
Source channel 2 Trigger level -210 mV Slope rising

Measure
Frequency(2) V p-p(2)

Current 5.9952477 Hz 29.33 V
Mean 5.98729345 Hz 29.45 V

Min 5.95557704 Hz 29.33 V

Max 5.99557704 Hz 29.45 V

Range 48.299802 mHz 380 mV

Std Dev 19.125658 mHz 160 mV

of Mess 5 5

Edge Dir Falling

Marker
Frequency(2) X Y

Current 5.9952477 Hz A-(2) = -83.299857 mS 930 mV

Mean 5.98729345 Hz B--(2) = 63.499202 mS 910 mV

Min 5.95557704 Hz Δ = 186.799139 mS 0.0 V

Max 5.99557704 Hz 1/Δ = 5.9952477 Hz

Range 48.299802 mHz

Std Dev 19.125658 mHz

Logic
1-1: 0x8 (0100 b) 0x8 (0100 b)

Dig-Dm: ----- (-----) ----- (-----)

b1 : ----- (-----) ----- (-----)

b2 : ----- (-----) ----- (-----)

b3 : ----- (-----) ----- (-----)

Marker
Frequency(2) X Y

Current 9.98083495 Hz A-(2) = -48.7482866 mS -360 mV

Mean 9.98083494 Hz B--(2) = 51.4437319 mS -360 mV

Min 9.97870587 Hz Δ = 106.1520105 mS 0.0 V

Max 10.034956 Hz 1/Δ = 9.98083495 Hz

Range 72.163790 mHz

Std Dev 17.250173 mHz

Logic
1-1: 0x8 (0100 b) 0x8 (0100 b)

Dig-Dm: ----- (-----) ----- (-----)

b1 : ----- (-----) ----- (-----)

b2 : ----- (-----) ----- (-----)

b3 : ----- (-----) ----- (-----)

Figura 45. Salida de la 3^a parte de la Etapa 2 a 6 Hz

Marker
Frequency(2) X Y

Current 9.98083495 Hz A-(2) = -48.7482866 mS -360 mV

Mean 9.98083494 Hz B--(2) = 51.4437319 mS -360 mV

Min 9.97870587 Hz Δ = 106.1520105 mS 0.0 V

Max 10.034956 Hz 1/Δ = 9.98083495 Hz

Range 72.163790 mHz

Std Dev 17.250173 mHz

Logic
1-1: 0x8 (0100 b) 0x8 (0100 b)

Dig-Dm: ----- (-----) ----- (-----)

b1 : ----- (-----) ----- (-----)

b2 : ----- (-----) ----- (-----)

b3 : ----- (-----) ----- (-----)

Marker
Frequency(2) X Y

Current 9.98083495 Hz A-(2) = -48.7482866 mS -360 mV

Mean 9.98083494 Hz B--(2) = 51.4437319 mS -360 mV

Min 9.97870587 Hz Δ = 106.1520105 mS 0.0 V

Max 10.034956 Hz 1/Δ = 9.98083495 Hz

Range 72.163790 mHz

Std Dev 17.250173 mHz

Logic
1-1: 0x8 (0100 b) 0x8 (0100 b)

Dig-Dm: ----- (-----) ----- (-----)

b1 : ----- (-----) ----- (-----)

b2 : ----- (-----) ----- (-----)

b3 : ----- (-----) ----- (-----)

Marker
Frequency(2) X Y

Current 9.98083495 Hz A-(2) = -48.7482866 mS -360 mV

Mean 9.98083494 Hz B--(2) = 51.4437319 mS -360 mV

Min 9.97870587 Hz Δ = 106.1520105 mS 0.0 V

Max 10.034956 Hz 1/Δ = 9.98083495 Hz

Range 72.163790 mHz

Std Dev 17.250173 mHz

Logic
1-1: 0x8 (0100 b) 0x8 (0100 b)

Dig-Dm: ----- (-----) ----- (-----)

b1 : ----- (-----) ----- (-----)

b2 : ----- (-----) ----- (-----)

b3 : ----- (-----) ----- (-----)

Marker
Frequency(2) X Y

Current 9.98083495 Hz A-(2) = -48.7482866 mS -360 mV

Mean 9.98083494 Hz B--(2) = 51.4437319 mS -360 mV

Min 9.97870587 Hz Δ = 106.1520105 mS 0.0 V

Max 10.034956 Hz 1/Δ = 9.98083495 Hz

Range 72.163790 mHz

Std Dev 17.250173 mHz

Logic
1-1: 0x8 (0100 b) 0x8 (0100 b)

Dig-Dm: ----- (-----) ----- (-----)

b1 : ----- (-----) ----- (-----)

b2 : ----- (-----) ----- (-----)

b3 : ----- (-----) ----- (-----)

Marker
Frequency(2) X Y

Current 9.98083495 Hz A-(2) = -48.7482866 mS -360 mV

Mean 9.98083494 Hz B--(2) = 51.4437319 mS -360 mV

Min 9.97870587 Hz Δ = 106.1520105 mS 0.0 V

Max 10.034956 Hz 1/Δ = 9.98083495 Hz

Range 72.163790 mHz

Std Dev 17.250173 mHz

Logic
1-1: 0x8 (0100 b) 0x8 (0100 b)

Dig-Dm: ----- (-----) ----- (-----)

b1 : ----- (-----) ----- (-----)

b2 : ----- (-----) ----- (-----)

b3 : ----- (-----) ----- (-----)

Marker
Frequency(2) X Y

Current 9.98083495 Hz A-(2) = -48.7482866 mS -360 mV

Mean 9.98083494 Hz B--(2) = 51.4437319 mS -360 mV

Min 9.97870587 Hz Δ = 106.1520105 mS 0.0 V

Max 10.034956 Hz 1/Δ = 9.98083495 Hz

Range 72.163790 mHz

Std Dev 17.250173 mHz

Logic
1-1: 0x8 (0100 b) 0x8 (0100 b)

Dig-Dm: ----- (-----) ----- (-----)

b1 : ----- (-----) ----- (-----)

b2 : ----- (-----) ----- (-----)

b3 : ----- (-----) ----- (-----)

Marker
Frequency(2) X Y

Current 9.98083495 Hz A-(2) = -48.7482866 mS -360 mV

Mean 9.98083494 Hz B--(2) = 51.4437319 mS -360 mV

Min 9.97870587 Hz Δ = 106.1520105 mS 0.0 V

Max 10.034956 Hz 1/Δ = 9.98083495 Hz

Range 72.163790 mHz

Std Dev 17.250173 mHz

Logic
1-1: 0x8 (0100 b) 0x8 (0100 b)

Dig-Dm: ----- (-----) ----- (-----)

b1 : ----- (-----) ----- (-----)

b2 : ----- (-----) ----- (-----)

b3 : ----- (-----) ----- (-----)

Marker
Frequency(2) X Y

Current 9.98083495 Hz A-(2) = -48.7482866 mS -360 mV

Mean 9.98083494 Hz B--(2) = 51.4437319 mS -360 mV

Min 9.97870587 Hz Δ = 106.1520105 mS 0.0 V

Max 10.034956 Hz 1/Δ = 9.98083495 Hz

Range 72.163790 mHz

Std Dev 17.250173 mHz

Logic
1-1: 0x8 (0100 b) 0x8 (0100 b)

Dig-Dm: ----- (-----) ----- (-----)

b1 : ----- (-----) ----- (-----)

b2 : ----- (-----) ----- (-----)

b3 : ----- (-----) ----- (-----)

Marker
Frequency(2) X Y

Current 9.98083495 Hz A-(2) = -48.7482866 mS -360 mV

Mean 9.98083494 Hz B--(2) = 51.4437319 mS -360 mV

Min 9.97870587 Hz Δ = 106.1520105 mS 0.0 V

Max 10.034956 Hz 1/Δ = 9.98083495 Hz

Range 72.163790 mHz

Std Dev 17.250173 mHz

Logic
1-1: 0x8 (0100 b) 0x8 (0100 b)

Dig-Dm: ----- (-----) ----- (-----)

b1 : ----- (-----) ----- (-----)

b2 : ----- (-----) ----- (-----)

b3 : ----- (-----) ----- (-----)

Marker
Frequency(2) X Y

Current 9.98083495 Hz A-(2) = -48.7482866 mS -360 mV

Mean 9.98083494 Hz B--(2) = 51.4437319 mS -360 mV

Min 9.97870587 Hz Δ = 106.1520105 mS 0.0 V

Max 10.034956 Hz 1/Δ = 9.98083495 Hz

Range 72.163790 mHz

Std Dev 17.250173 mHz

Logic
1-1: 0x8 (0100 b) 0x8 (0100 b)

Dig-Dm: ----- (-----) ----- (-----)

b1 : ----- (-----) ----- (-----)

b2 : ----- (-----) ----- (-----)

b3 : ----- (-----) ----- (-----)

Marker
Frequency(2) X Y

Current 9.98083495 Hz A-(2) = -48.7482866 mS -360 mV

Mean 9.98083494 Hz B--(2) = 51.4437319 mS -360 mV

Min 9.97870587 Hz Δ = 106.1520105 mS 0.0 V

Max 10.034956 Hz 1/Δ = 9.98083495 Hz

Range 72.163790 mHz

Std Dev 17.250173 mHz

Logic
1-1: 0x8 (0100 b) 0x8 (0100 b)

Dig-Dm: ----- (-----) ----- (-----)

b1 : ----- (-----) ----- (-----)

b2 : ----- (-----) ----- (-----)

b3 : ----- (-----) ----- (-----)

Marker
Frequency(2) X Y

Current 9.98083495 Hz A-(2) = -48.7482866 mS -360 mV

Mean 9.98083494 Hz B--(2) = 51.4437319 mS -360 mV

Min 9.97870587 Hz Δ = 106.1520105 mS 0.0 V

Max 10.034956 Hz 1/Δ = 9.98083495 Hz

Range 72.163790 mHz

Std Dev 17.250173 mHz

Logic
1-1: 0x8 (0100 b) 0x8 (0100 b)

Dig-Dm: ----- (-----) ----- (-----)

b1 : ----- (-----) ----- (-----)

b2 : ----- (-----) ----- (-----)

b3 : ----- (-----) ----- (-----)

Marker
Frequency(2) X Y

Current 9.98083495 Hz A-(2) = -48.7482866 mS -360 mV

Mean 9.98083494 Hz B--(2) = 51.4437319 mS -360 mV

Min 9.97870587 Hz Δ = 106.1520105 mS 0.0 V

Max 10.034956 Hz 1/Δ = 9.98083495 Hz

Range 72.163790 mHz

Std Dev 17.250173 mHz

Logic
1-1: 0x8 (0100 b) 0x8 (0100 b)

Dig-Dm: ----- (-----) ----- (-----)

b1 : ----- (-----) ----- (-----)

b2 : ----- (-----) ----- (-----)

b3 : ----- (-----) ----- (-----)

Marker
Frequency(2) X Y

Current 9.98083495 Hz A-(2) = -48.7482866 mS -360 mV

Mean 9.98083494 Hz B--(2) = 51.4437319 mS -360 mV

Min 9.97870587 Hz Δ = 106.1520105 mS 0.0 V

Max 10.034956 Hz 1/Δ = 9.98083495 Hz

Range 72.163790 mHz

Std Dev 17.250173 mHz

Logic
1-1

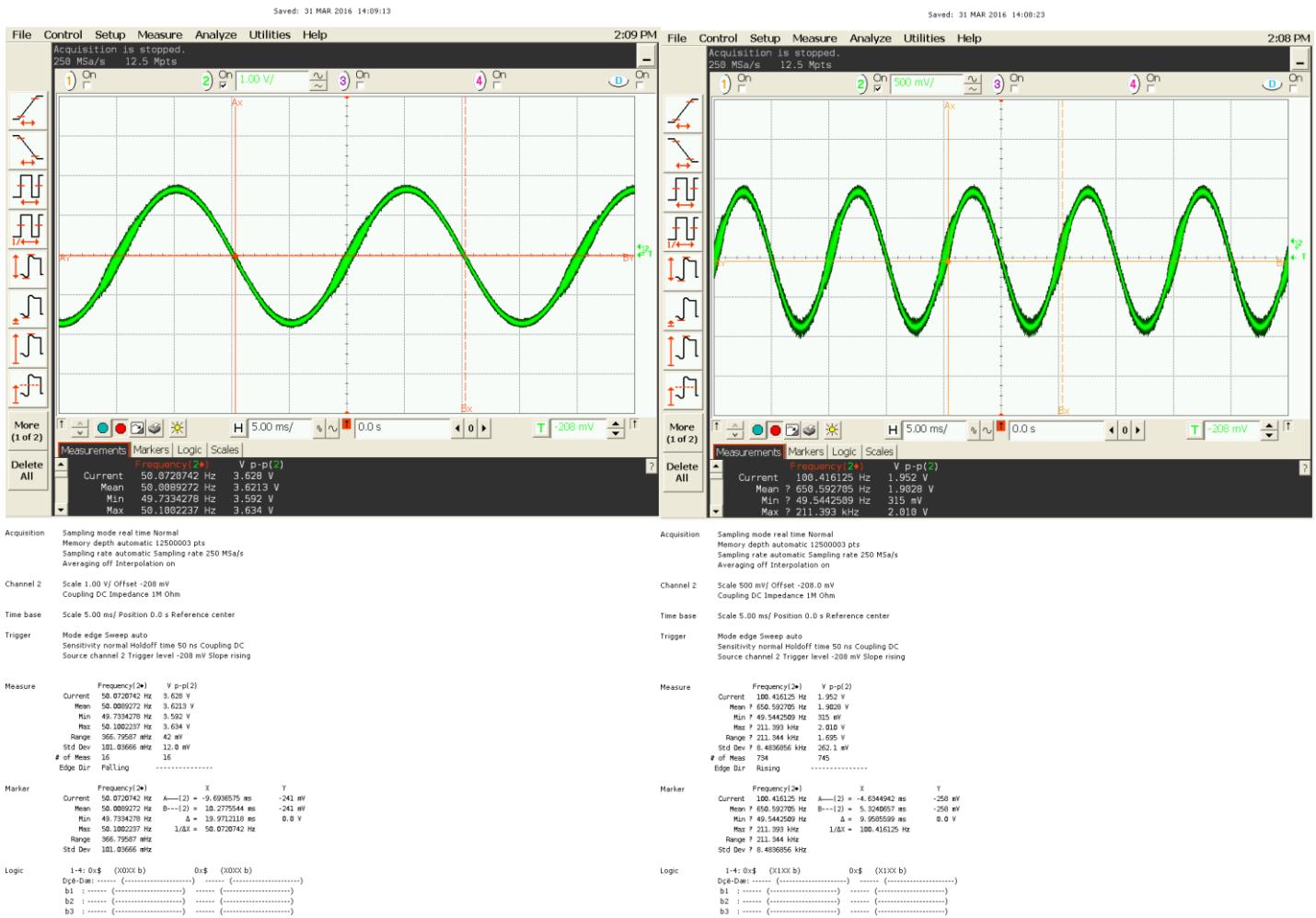


Figura 47. Salida de la 3^a parte de la Etapa 2 a 50 Hz

Figura 48. Salida de la 3^a parte de la Etapa 2 a 100 Hz

Continuamos estudiando los resultados en diferentes frecuencias. En la figura 45 hemos variado la señal de entrada a 50 Hz, la cual nos da una salida de 3,68 V. Vamos visualizando la tabla que nos da el funcionamiento.

Y a la derecha tenemos una frecuencia de 100 Hz, y podemos ver que la señal se hace ya muy débil, unos 1,92 V para ser exactos, si comparamos con las demás, esta señal ya es despreciable frente a las de frecuencias cercanas a 5Hz.

Tomando todos estos valores, ordenándolos en una tabla y comparando con la señal de entrada, dibujaremos la respuesta final de la tercera parte de nuestro circuito.

Esta tabla podremos verla en la siguiente página nombrada como Tabla 2.

Para tener una gráfica más fiable, dibujaremos un mayor número de respuestas en los cercanos a la frecuencia de corte del circuito.

Dibujaremos el eje X representando la ganancia en decibelios utilizando la siguiente ecuación de conversión:

$$G(dB) = 20 \log_{10} G$$

Siendo G la ganancia en unidades naturales

Tras este trabajo de recopilación de datos, y conversión a las unidades adecuadas, procedemos a dibujar la tabla.

De esta tabla podremos visualizar el comportamiento del circuito, caracterizarlo y además podremos ver con claridad la frecuencia de corte, recordando que hemos fijado $R2= 10K$ para estas pruebas del laboratorio

Para localizar este punto de inflexión de la gráfica, hacemos zoom y buscamos la unidad en hercios que la tabla empieza a bajar en vez de mantenerse de forma constante.

De aquí afirmamos que la frecuencia de corte podrá ser modulada dependiendo de la salida del segundo multiplexor analógico.

En este caso seleccionando la $R2=10K$ queda establecida la frecuencia de corte particularizada para este supuesto en:

$f_c = 3,8 \text{ Hz}$

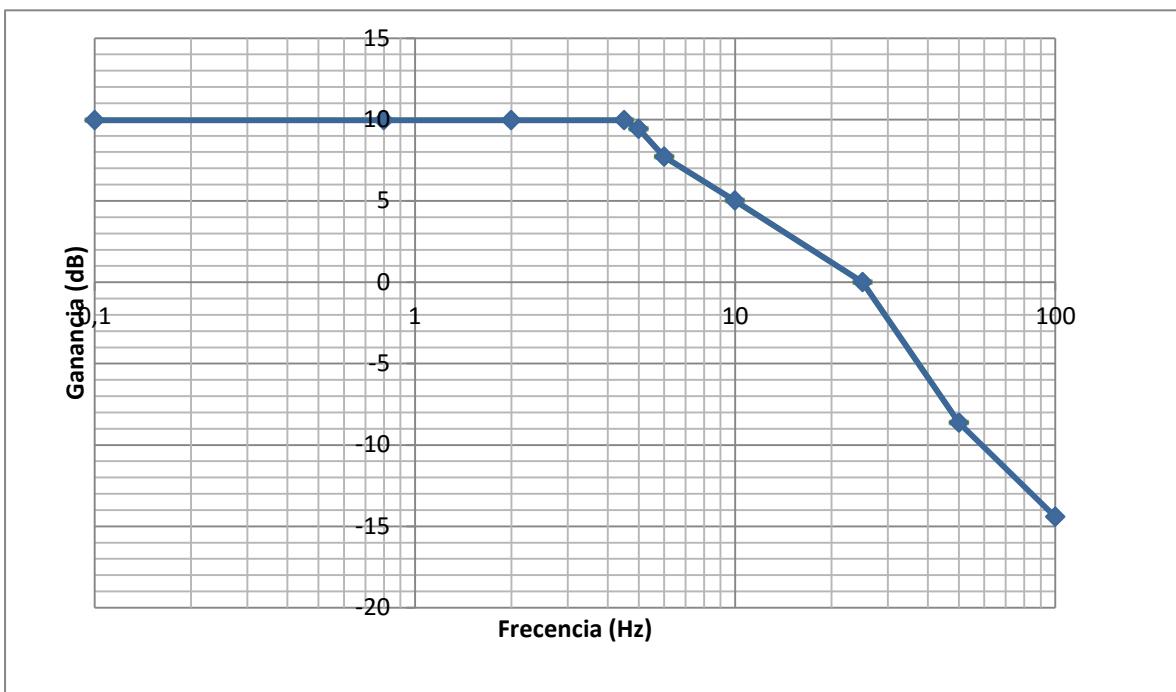


Tabla 2. Ganancia(dB) del tercer amplificador de la Etapa 2.

Tras haber caracterizado cada una de las partes de la segunda etapa, ahora nos queda ver su funcionamiento cuando están las tres partes unidas. Esta tarea será caracterizada en el siguiente apartado.

3.3.4 Caracterización de la Etapa 2 completa

Tras nuestro minucioso trabajo de caracterización de cada una de las partes, procedemos a hacer la caracterización de las tres partes unidas para solventar las especificaciones buscadas en esta Etapa 2.

Abajo tenemos la figura 49, en la que representamos el circuito que vamos a probar en el laboratorio a continuación.

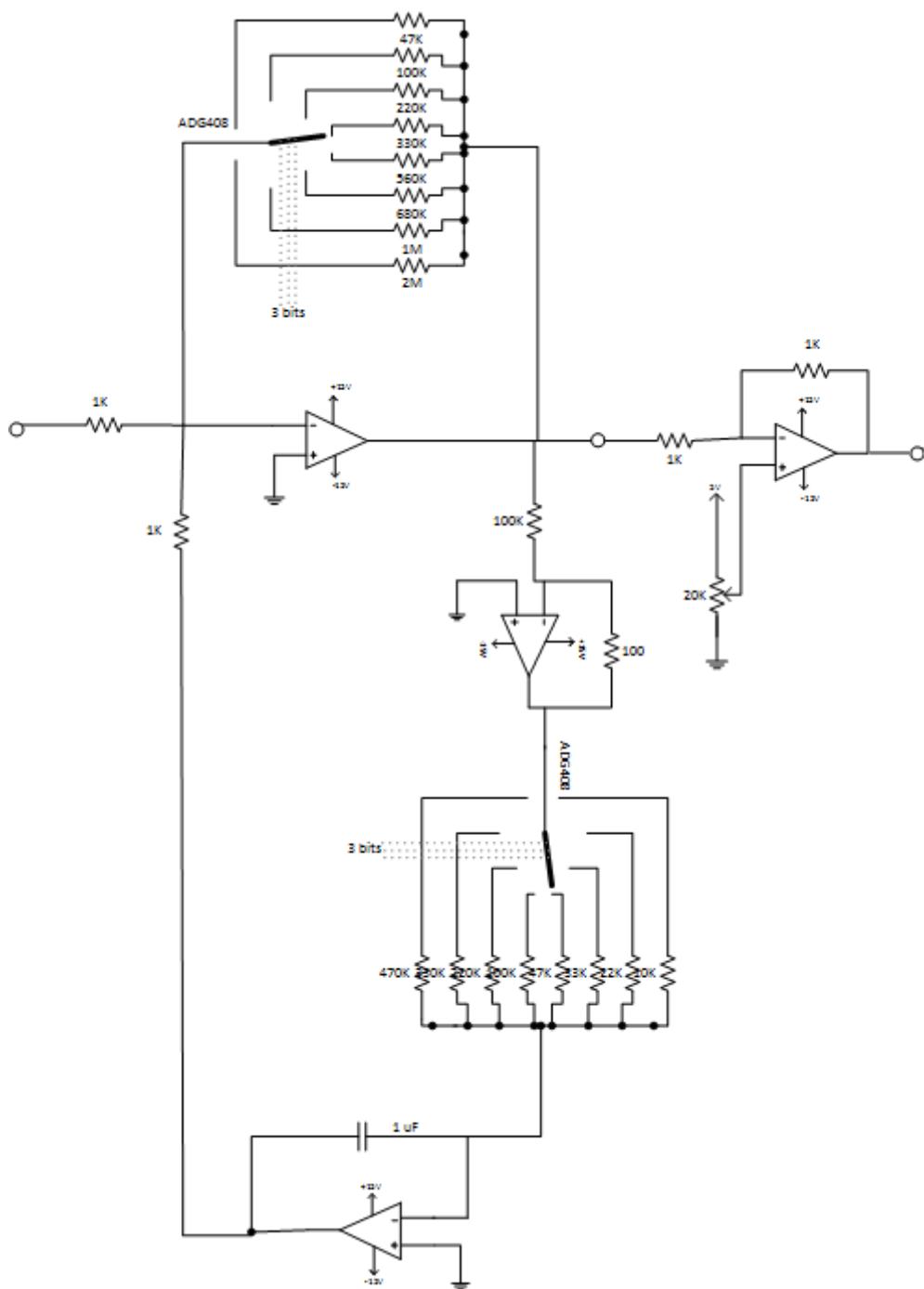


Figura 49. Esquemático de la Etapa 2 completa

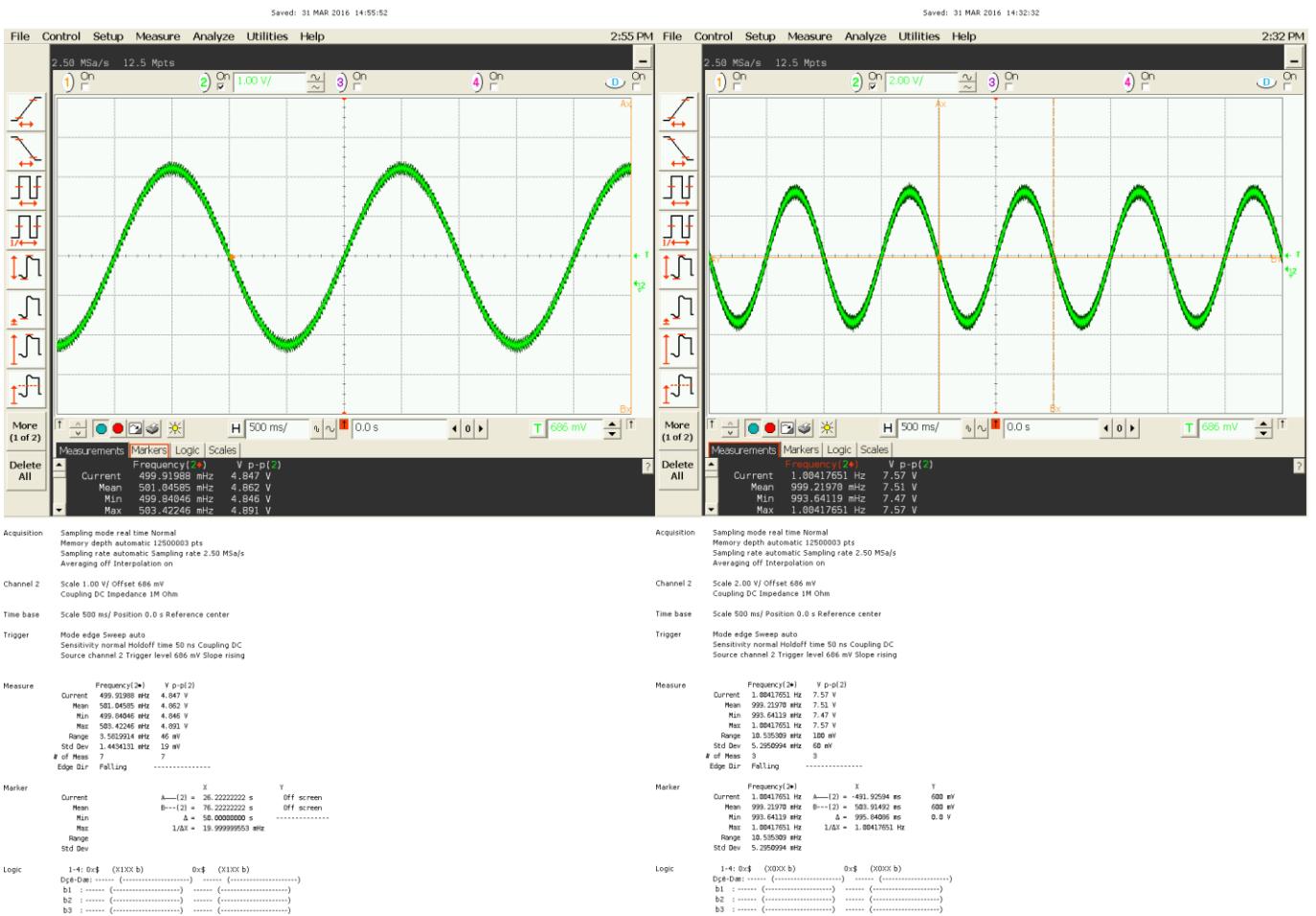


Figura 50. Salida de la Etapa 2 completa a 500 mHz

Figura 51. Salida de la Etapa 2 completa a 1 Hz

En este caso tenemos que ver las señales a la salida, pero tenemos que mantener en mente que en esta etapa podemos seleccionar varias salidas con los dos multiplexores con los que contamos .

Eso se puede variar seleccionando las salidas de los selectores con dos tríos de señales de control (E5, E4, E3, E2, E1 y E0), además de una señal de ENABLE por cada multiplexor.

Para caracterizar correctamente el circuito de la Etapa 2, fijamos la $R1=47K\Omega$ y la $R2=10K\Omega$. Con estos valores seleccionados , haremos un barrido en frecuencia de la etapa para poder comprobar que efectivamente funciona como un filtro paso de alta.

Podemos ver las salidas por pantalla del osciloscopio de la Etapa 2 a frecuencias iguales a 0,5 Hz y 1 Hz.

En la Figura 50 tenemos una salida de amplitud pico a pico de 4,84 Voltios, una amplitud menos de la entrada de la Etapa.

Por otro lado, en la figura 51 tenemos una salida de 7,57 Voltios, una amplitud casi duplicada de la anterior salida.

Por lo que vamos viendo, a bajas frecuencias tenemos una señal cada vez más baja, y en contraposición, cuando aumentando esta señal se va amplificando.

Aún así, necesitamos más salidas para tener una caracterización fiable.

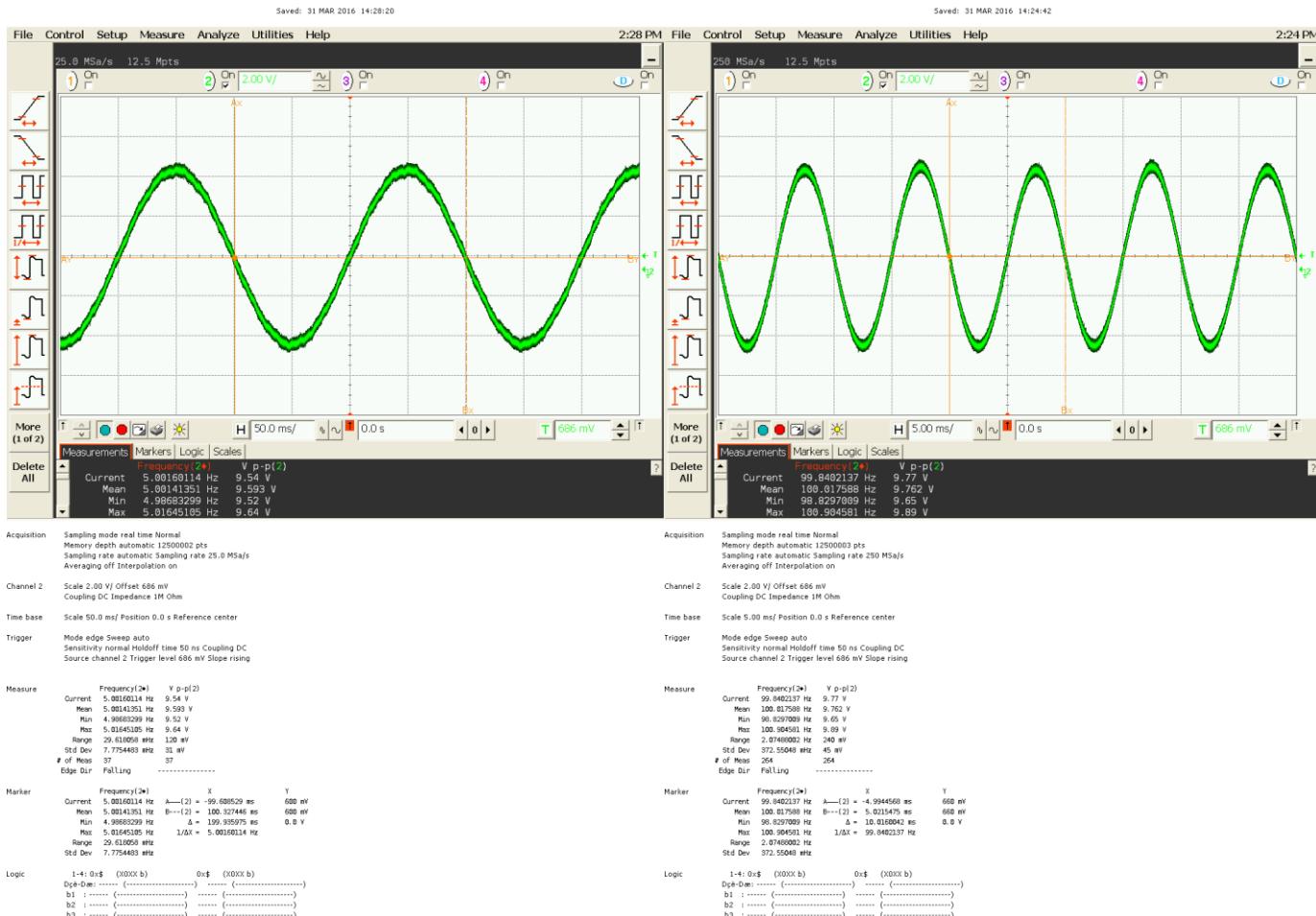


Figura 52. Salida de la Etapa 2 completa a 5 Hz

Figura 53. Salida de la Etapa 2 completa a 100 Hz

En las figuras 52 y 53 que tenemos arriba podemos ver más resultados de esta etapa aumentando la frecuencia de la señal de entrada.

En la primera figura tenemos una salida pico a pico de 9,54 Voltios a una frecuencia de entrada igual a 5 hercios, mientras en la segunda podemos observar que nos da una amplitud de 9,77 Voltios pico a pico con una entrada a 100 hercios.

Se puede ver a simple vista que la variación de amplitud es nimia en comparación con las varianzas anteriores, en otras palabras, la ganancia se mantiene constante a partir de estas frecuencias. No obstante, debemos hacer un barrido más extenso para realizar una buena caracterización de la Etapa 2.

Teniendo en cuenta la multitud de posibilidades de configuración de esta etapa, además de realizar una tabla con los resultados ordenados, creímos conveniente que era necesario probar las distintas configuraciones para ver su variación en el circuito final

Para realizar esta representación gráfica, hemos tenido que debatir las diferentes posibilidades que teníamos de realizarla.

Tras un estudio de este problema llegamos a la siguiente conclusión, mantener fija una de la dos variables (R_1 y R_2) y caracterizarla para las diferentes salidas de la otra variable modulable.

Para la primera representación hemos mantenido constante la salida del segundo multiplexor a $R_2=10K$ y vamos variando el primer multiplexor a las salidas que dan los valores a $R_1= 47K, 100K, 220K, 330K, 560K, 680K, 1M$ y $2M$.

El resultado de este estudio se puede ver representado en la tabla 3.

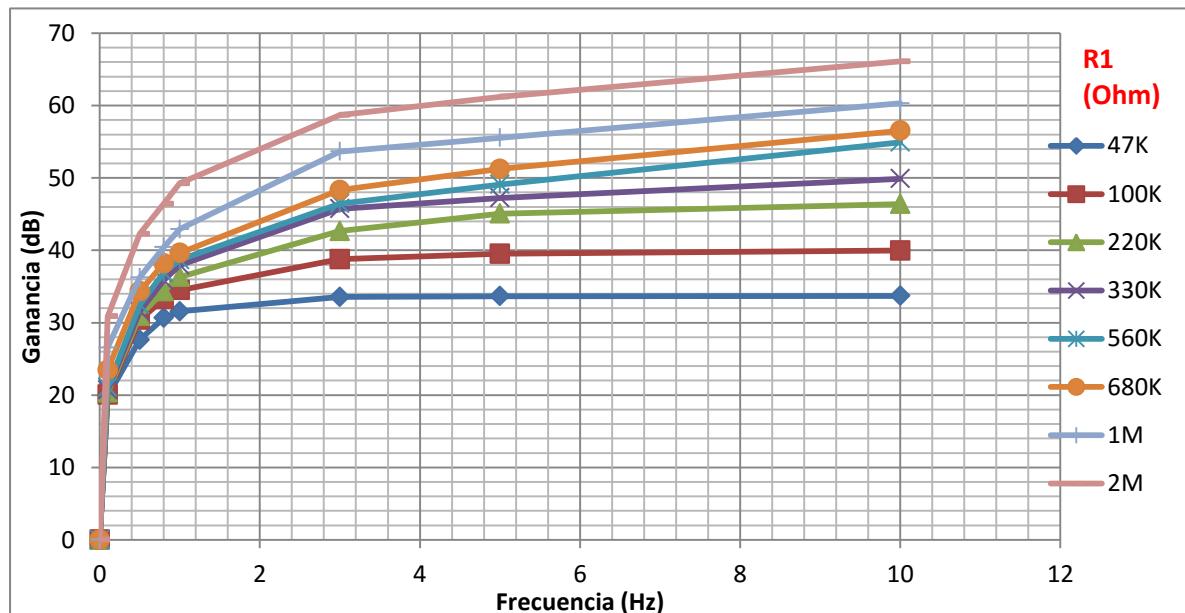


Tabla 3. Ganancia(dB) de la Etapa 2 con $R_2=10K$ y R_1 variable.

En este tabla podemos ver cómo crece la ganancia mientras sube la frecuencia, esto verifica la función de filtrado paso de alta de este circuito.

En frecuencias cercanas al 0 la señal es despreciable o prácticamente nula hasta ascender rápidamente a una ganancia correspondiente con la ecuación de la etapa 1 que es la siguiente:

$$G(dB) = 20 \log_{10} \frac{R1}{1K}$$

Como se puede ver en la Tabla 3, a partir de 10 Hz la ganancia se mantiene casi constante cumpliendo la ecuación anterior.

El crecimiento de la ganancia dependiendo de la resistencia R1 podemos verlas representadas en distintos colores en la gráfica

Revisando estos resultados y viendo la forma en que se comporta la gráfica podemos concluir que esta etapa funciona correctamente si nos centramos en la posibilidad de ajustar en un rango de resistencias la R1 según nos interese.

Como hicimos en la tabla anterior, nos disponemos a repetir la toma de resultados para ver el comportamiento del circuito de la Etapa 2 al variar las entradas de control de R2 entre los valores: 10K, 22K, 33K, 47K, 100K, 220K, 330K y 470 K.

Para ello en esta ocasión elegimos la primera salida del primer multiplexor correspondiente a 47K y nos disponemos a realizar de nuevo otro barrido en frecuencia para ver el comportamiento a la salida variando el selector del segundo multiplexor, es decir cambiamos la R2.

En la tabla 4 podemos apreciar el comportamiento del circuito variando la resistencia R2

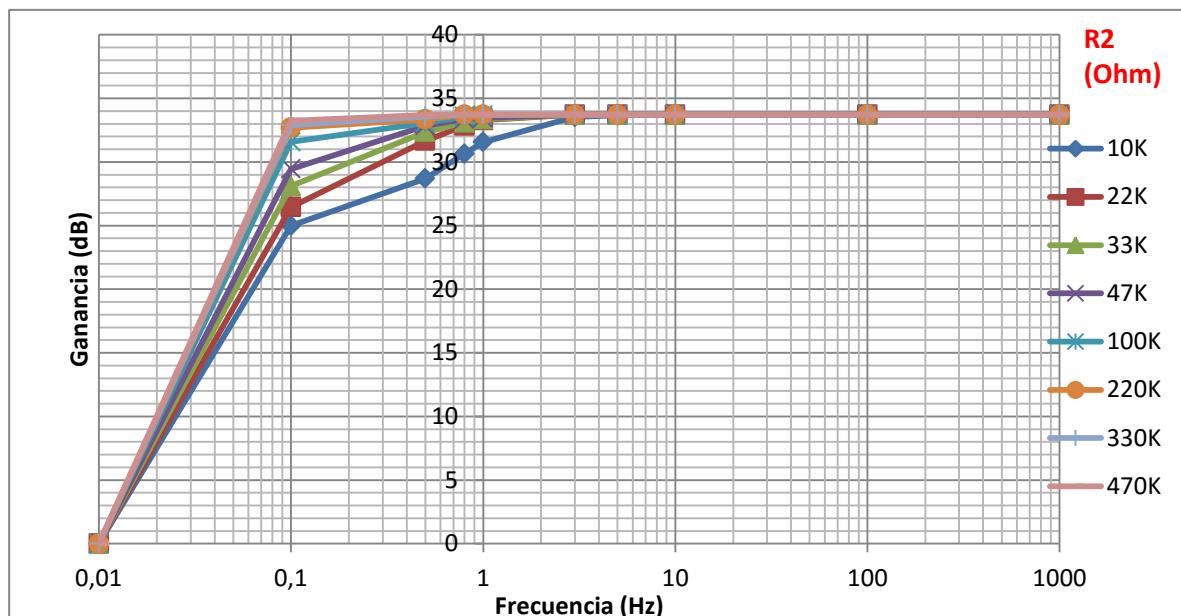


Tabla 4. Ganancia(dB) de la Etapa 2 con R1=47K y R2 variable.

Como podemos apreciar en la gráfica, se hace 0 en valores cercanos a la nulidad frecuencial y en función que la incrementamos esta, también aumenta la ganancia de la señal de salida.

Se muestra la ganancia dependiendo de la R2 en distintos colores en la tabla.

De la comparación de las distintas R2 en la gráfica podemos ver que cuanto más aumenta la resistencia, menor es la frecuencia a la que tiene una ganancia alta este circuito.

Para explicar mejor lo que ocurre, podemos decir que el filtro paso alto deja pasar frecuencias menores cuanto mayor es la resistencia R2. Esto se debe a la ecuación de la tercera parte de la etapa 2 que ya hemos caracterizado.

Esta ecuación es la siguiente:

$$A = -\frac{1}{2\pi f R C} = -\frac{1}{2\pi f R (1uF)}$$

Esta ganancia realimenta negativamente a la entrada y modifica su funcionamiento al variar R (R=R2).

En la tabla 5 tenemos la misma que la tabla 4 pero haciendo un pequeño zoom que nos permita visualizar mejor las frecuencias de corte.

Hemos visto necesario porque en la tabla anterior no se puede apreciar bien la diferenciación que aportan al circuito las distintas resistencias R2.

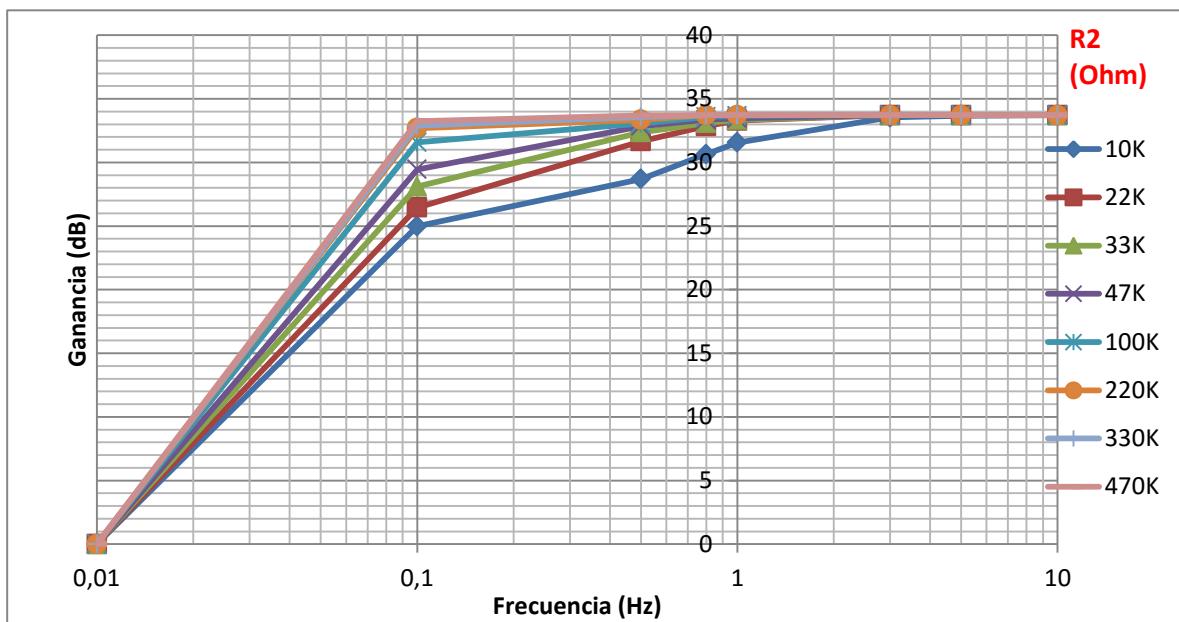


Tabla 5. Ganancia(dB) de la Etapa 2 con R1=47K y R2 variable (zoom).

Ahora que tenemos estas características de diferentes graficas que dibujan las distintas selecciones las R1 y R2, podremos jugar con esta para modular el filtro y variarlo según nuestros requerimientos.

Para poner un ejemplo de cada una de ellas, podríamos amplificar más la señal con una R1 mayor para tener una ganancia mayor y en consecuencia una señal manejable que a menor amplitud sería despreciable o indistinguible del ruido

En otro caso, si tuviéramos que quedarnos con frecuencias desde los 5 Hz para poner un ejemplo, variando la R2 podríamos modificar la subida en ganancia del filtro para que no deseche ganancias superiores a esta

Con estas condiciones logramos conseguir cumplir los objetivos que teníamos para esta etapa.

Ahora para dejar claro el filtro para unos valores fijos, vamos a realizar las pruebas del circuito seleccionando un único valor de R1 y otro de R2 para las diferentes frecuencias que os interesan para caracterizar la Etapa 2 completa.

Para este caso hemos decidido darle los valores de R1=47K y a R2=10K utilizando la primera salida de ambos multiplexores, es decir E2=0, E1=0 y E0=1 con la señal ENABLE a 1.

El manejo de las salidas del multiplexor lo hemos podido estudiar de la tabla de verdad sacadas del datasheet del ADG408 el cual tenemos representado en el capítulo 2.

Esta gráfica podemos verla representada en la tabla 5 en la siguiente página

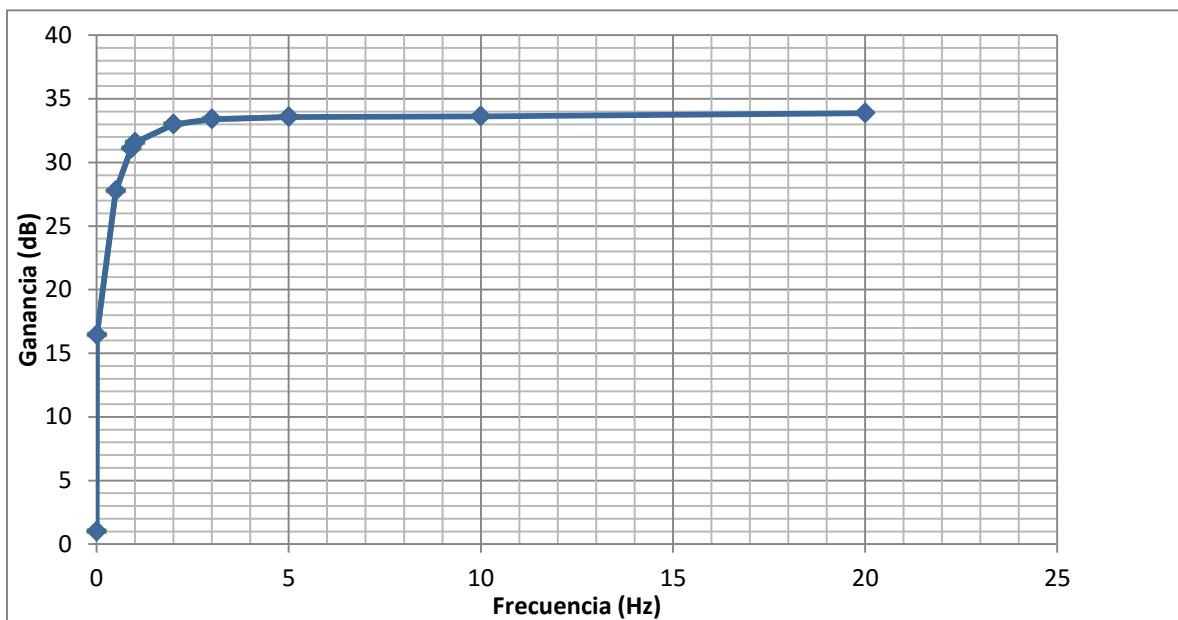


Tabla 6. Ganancia en frecuencia de la etapa 2 completa

Este es el resultado del estudio en el laboratorio de la Etapa 2.

Podemos ver que rechaza las frecuencias cercanas a 0 y en este caso tiene una frecuencia de corte en torno a 3 Hz dónde empieza a dejar pasar la señal de entrada y la amplifica

Esta etapa cuenta además de un amplificador operacional a la salida utilizado como buffer.

Este buffer lo tenemos que ajustar con un potenciómetro que tiene en la entrada positiva de este.

En la entrada negativa del buffer tenemos la señal que debe dejar pasar. Como tiene una resistencia en paralelo igual a la resistencia de entrada, no modifica la señal, es un seguidor de tensión.

Debido a esto no hemos visto interesante caracterizar este componente, tan solo lo tendremos en cuenta en el circuito final al acoplar la Etapa 2 a la tercera etapa de filtrado paso baja.

3.4 Caracterización del circuito de filtrado paso baja (Etapa 3)

Para llegar a este apartado hemos tenido que realizar un circuito de instrumentación a la entrada de la señal, después un filtrado paso alta de ésta con una segunda amplificación y ahora debemos terminar nuestro diseño con un filtrado paso baja que terminará de cumplir los objetivos que estábamos buscando durante el proceso.

Abajo en la figura 54 mostramos la participación de la tercera etapa dentro de nuestro circuito diseñado en el capítulo anterior.

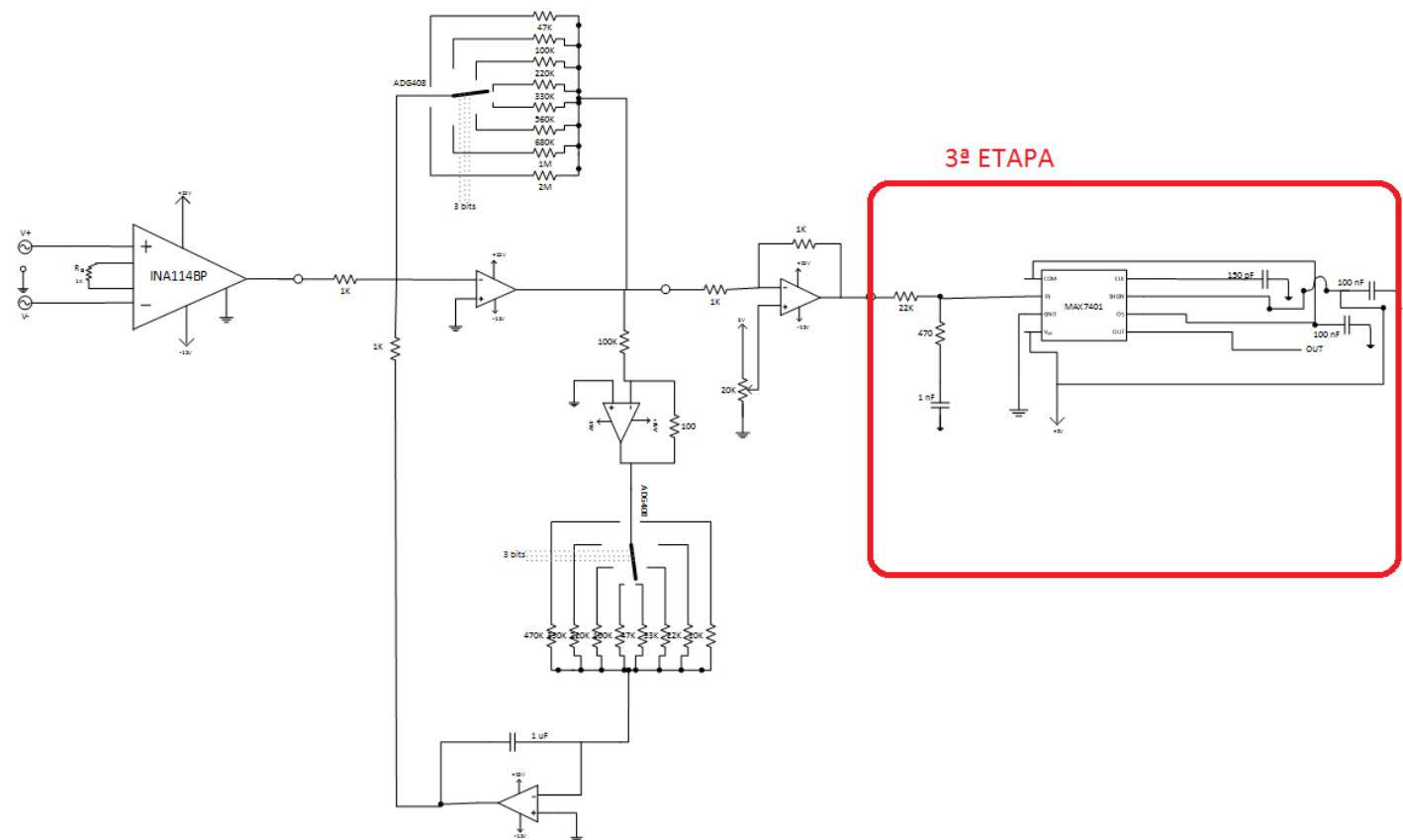


Figura 54 .Etapa 3 del circuito.

Podemos ver que esta etapa cuenta con dos dispositivos diferenciados claramente, y cada uno realiza una función dentro de esta etapa.

En la figura 55 tenemos un representación del esquemático de la tercera etapa. En ella podemos ver que se compone de un filtro C y de un filtro paso bajo de Bessel de octavo orden

Ahora nos dispondremos a hacer una mejor explicación sobre cada una de las partes, sus funciones y los parámetros de control de estas.

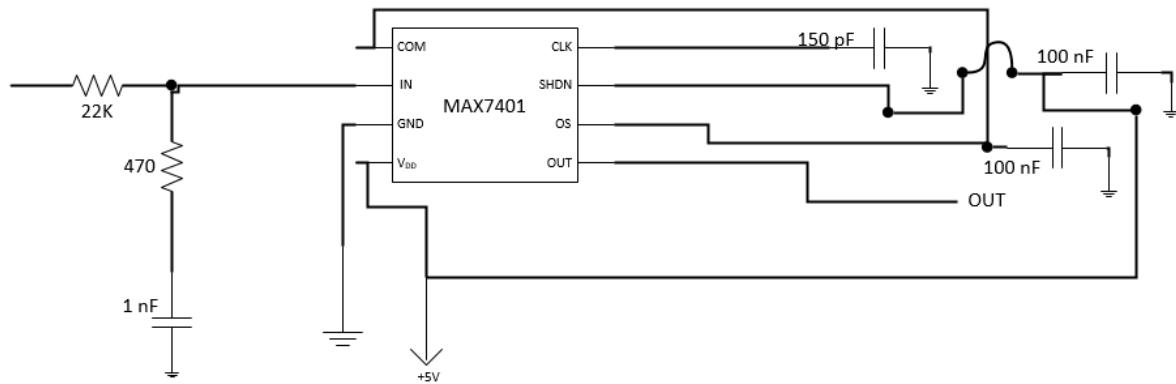


Figura 55 : Esquemático del filtro paso bajo

Ahora mostraremos en la figura 56 cuáles son los diferentes componentes de cada parte y que dispositivos incluyen cada uno de ellos

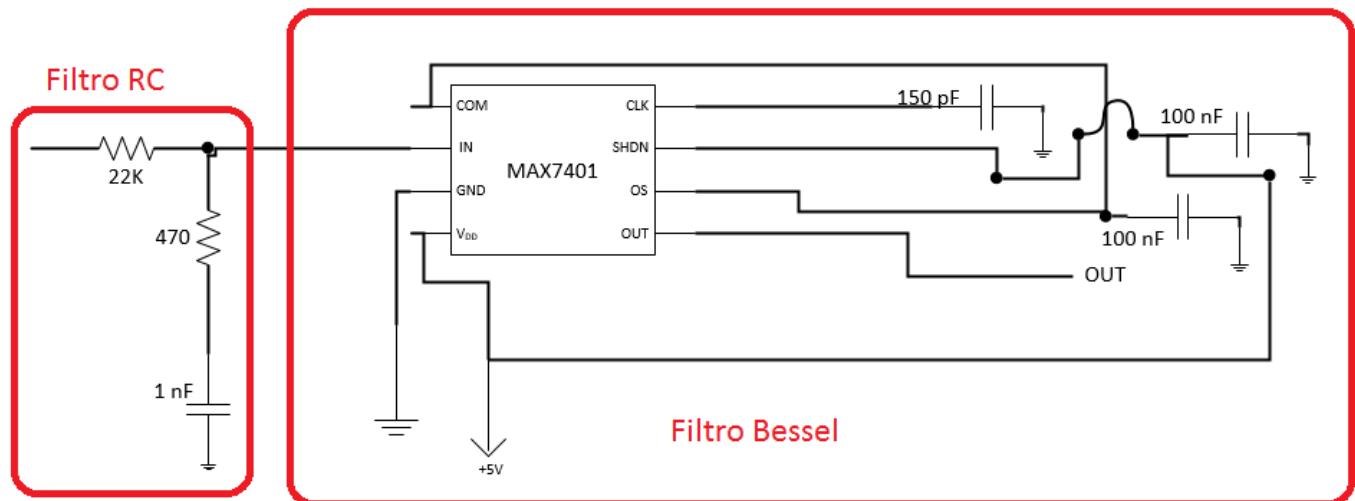


Figura 56. Partes de la Etapa 3.

Ya tenemos diferenciados las dos diferentes partes del circuito y como hicimos anteriormente en los apartados anteriores, nos disponemos a realizar una caracterización individual de cada una de ellas para luego hacer un estudio general de toda la etapa completa.

Comenzaremos estudiando la primera parte de la etapa, el filtro RC.

Ahondaremos encada componente, explicaremos sus funciones y caracterizaremos ambos circuitos.

Tenemos que tener en cuenta que la señal que nos encontraremos a la entrada es una señal bioeléctrica filtrada en paso alta y amplificada en nuestro rango de interés.

3.4.1 Caracterización del circuito de filtrado paso baja (Etapa 3-1)

Aquí tenemos representado en la figura el filtro RC dentro de la tercera etapa que es la que nos concierne en este apartado.

Proseguiremos a explicar la utilidad teórica del filtro y buscaremos realizar una tabla que represente las características del circuito.

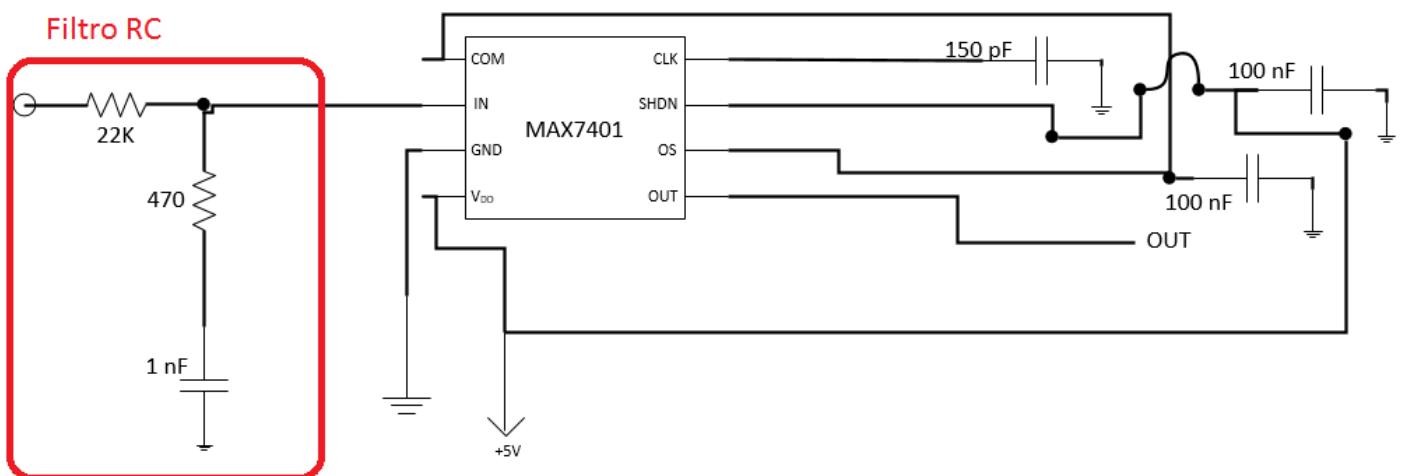


Figura 57. Filtro RC de la 3^a Etapa

Este primer filtro es un dispositivo algo rudimentario, o en otras palabras, de poca precisión cuya función es filtrar paso baja la señal a la entrada dependiendo del valor de la resistencia y el condensador.

Este filtro se compone de una resistencia de $22K\Omega$, otra resistencia de 470Ω y un condensador en serie con la segunda resistencia de valor 1 nF .

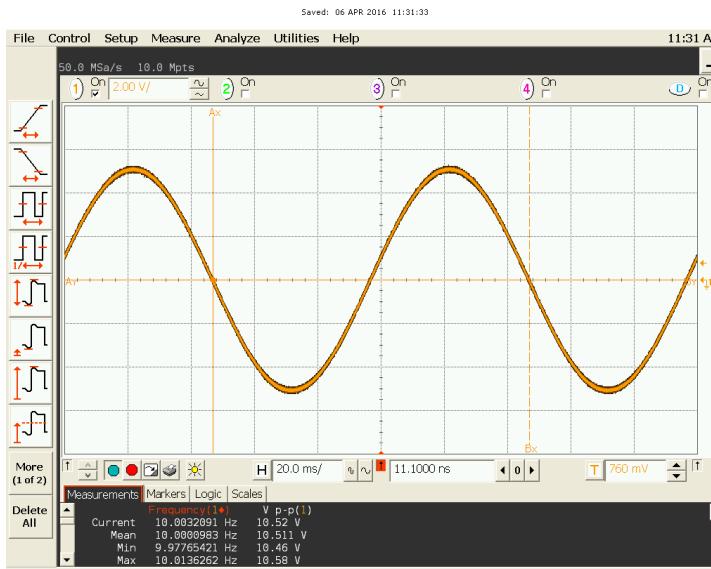
La ecuación del filtro RC en frecuencia S que gobierna su funcionamiento es:

$$H(S) = \frac{470 + \frac{1}{CS}}{470 + 22K + \frac{1}{CS}}$$

Siendo $C=1\text{nF}$, $S=2\pi f$, $R1=470$ y $R2=22K$

Es decir, que esta ecuación es gobernada por la frecuencia y a partir del polo del sistema empezará a decaer con 20dB/déc .

A continuación mostraremos las respuestas del filtro frente a las diferentes frecuencias de entrada.



Acquisition

Sampling mode real time Normal
Memory depth automatic 2000000 pts
Sampling rate automatic Sampling rate 50.0 MSa/s
Averaging off Interpolation on

Channel 1

Scale 2.00 V Offset 0.0 V
Coupling DC Impedance 1M Ohm

Time base

Scale 20.0 ms | Position 11.1000 ns Reference center

Trigger

Mode edge Sweep auto
Sensitivity normal Holdoff time 50 ns Coupling DC
Source channel 1 Trigger level 760 mV Slope rising

Measure

Frequency(1) V p-p(1)
Current 10.000000 Hz 0.0 V
Mean 10.000000 Hz 0.0 V
Min 9.9776542 Hz 0.0 V
Max 10.036262 Hz 0.0 V
Range 35.972034 mHz 12.0 mV
Std Dev 9.0410023 mHz 32 mV
of Meas 20 26
Edge Dir Falling

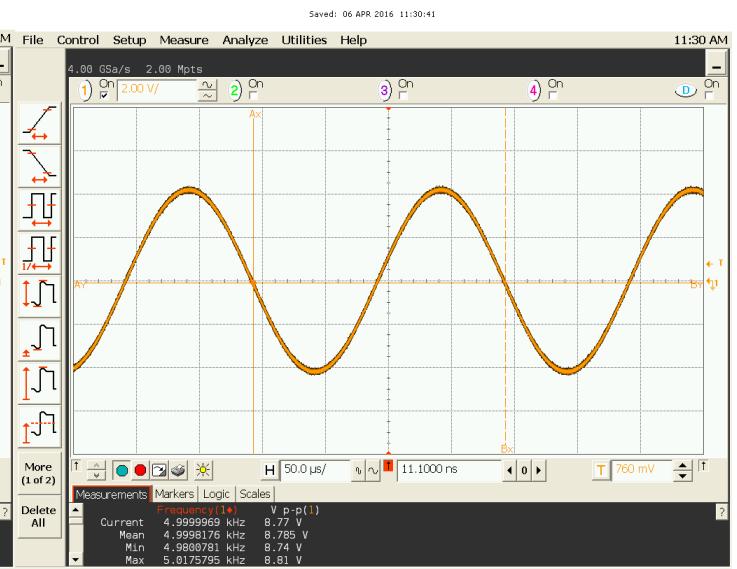
Marker

Frequency(1) X Y p-p(1)
Current 10.000000 Hz A---(1) = 43.9521957 ns 0.0 V
Mean 10.000000 Hz B---(1) = 46.9157221 ns 0.0 V
Min 9.9776542 Hz A = 99.3679199 ns 0.0 V
Max 10.036262 Hz 1/DX = 10.08528924 ns 0.0 V
Range 35.972034 mHz 1/DX = 35.972034 mHz 0.0 V

Logic

1-4: 0\$ (0XXX b) 0x\$ (0XXX b)
Dg&Dw: ----- (-----) ----- (-----)
b1 : ----- (-----) ----- (-----)
b2 : ----- (-----) ----- (-----)
b3 : ----- (-----) ----- (-----)

Figura 58. Salida del filtro RC a 10 Hz



Acquisition

Sampling mode real time Normal
Memory depth automatic 2000002 pts
Sampling rate automatic Sampling rate 4.00 GSa/s
Averaging off Interpolation on

Channel 1

Scale 2.00 V Offset 0.0 V
Coupling DC Impedance 1M Ohm

Time base

Scale 50.0 μs | Position 11.1000 ns Reference center

Trigger

Mode edge Sweep auto
Sensitivity normal Holdoff time 50 ns Coupling DC
Source channel 1 Trigger level 760 mV Slope rising

Measure

Frequency(1) V p-p(1)
Current 4.9998167 kHz 0.77 V
Mean 4.9998167 kHz 0.77 V
Min 4.9809781 kHz 0.74 V
Max 5.0175795 kHz 0.81 V
Range 37.5013941 Hz 70 mV
Std Dev 7.7212645 ns 14 mV
of Meas 72
Edge Dir Falling

Marker

Frequency(1) X Y p-p(1)
Current 4.9998167 kHz A---(1) = -3.07.44265 ns -90.00 mV
Mean 4.9998167 kHz B---(1) = 92.557959 ns -90.00 mV
Min 4.9809781 kHz A = 200.5500122 ns 0.0 mV
Max 5.0175795 kHz 1/DX = 4.99999495 kHz 0.0 mV
Range 37.5013941 Hz 70 mV
Std Dev 7.7212645 ns 14 mV

Logic

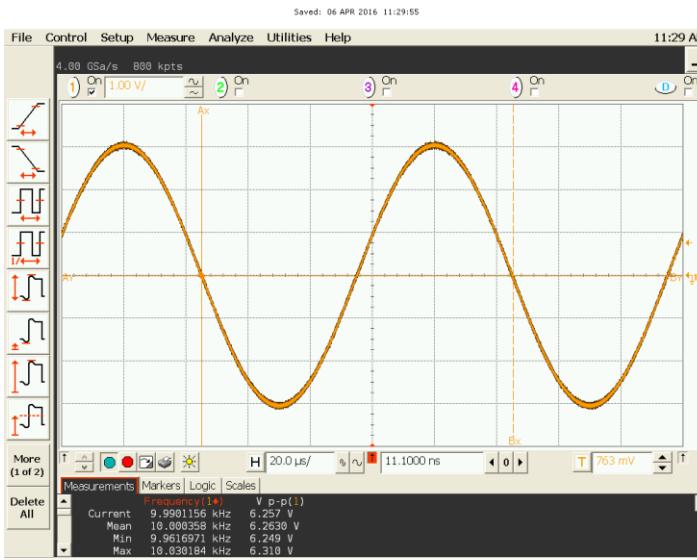
1-4: 0\$ (0XXX b) 0x\$ (0XXX b)
Dg&Dw: ----- (-----) ----- (-----)
b1 : ----- (-----) ----- (-----)
b2 : ----- (-----) ----- (-----)
b3 : ----- (-----) ----- (-----)

Figura 59. Salida del filtro RC a 5 KHz

En la figura 58 podemos ver la salida cuando metemos una señal de entrada de 10 Hz, y a la salida vemos que no afecta a la ganancia de la señal. Podemos decir que deja pasar la señal a esta frecuencia.

Por otro lado tenemos la figura 59 que recibe la misma señal pero a una frecuencia de 5KHz. A la salida vemos la señal algo atenuada por el filtro aunque sigue siendo un valor no despreciable para su tratamiento.

Tras estos resultados debemos seguir barriendo en frecuencia las salidas para poder caracterizar correctamente el funcionamiento del filtro.



Acquisition Sampling mode real time Normal
Memory depth automatic 800003 pts
Sampling rate automatic Sampling rate 4.00 GSa/s
Averaging off Interpolation on

Channel 1 Scale 1.00 V/Offset 0.0 V
Coupling DC Impedance 1M Ohm

Time base Scale 20.0 μs/Position 11.1000 ns Reference center

Trigger Mode edge Sweep auto
Sensitivity normal Holdoff time 50 ns Coupling DC
Source channel 1 Trigger level 763 mV Slope rising

Measure Frequency(1*) V p-p(1)
Current 9.990156 kHz 6.257 V
Mean 10.000558 kHz 6.250 V
Min 9.961691 kHz 6.249 V
Max 10.030184 kHz 6.318 V
Range 68.497740 Hz 68 mV
Std Dev 13.7290595 Hz 11.1 mV
of Meas 145
Edge Dir Falling

Marker Frequency(1*) X Y
Current 9.990156 kHz A---(1) = -54.816699 μs -10 mV
Mean 10.000558 kHz B---(1) = 45.262273 μs 10 mV
Min 9.961691 kHz A = 100.099492 μs 0.0 V
Max 10.030184 kHz 1/ΔX = 9.99811562 kHz
Range 68.497740 Hz 218.397374 Hz
Std Dev 13.7290595 Hz 45.575274 Hz

Logic 1-4: 0x\$ (0XXX b) 0x\$ (0XXX b)
Dq4-Dm: ----- (-----) ----- (-----)
b1 : ----- (-----) ----- (-----)
b2 : ----- (-----) ----- (-----)
b3 : ----- (-----) ----- (-----)

Figura 60. Salida del filtro RC a 10 KHz



Acquisition Sampling mode real time Normal
Memory depth automatic 400003 pts
Sampling rate automatic Sampling rate 4.00 GSa/s
Averaging off Interpolation on

Channel 1 Scale 1.00 V/Offset 0.0 V
Coupling DC Impedance 1M Ohm

Time base Scale 10.0 μs/Position 11.1000 ns Reference center

Trigger Mode edge Sweep auto
Sensitivity normal Holdoff time 50 ns Coupling DC
Source channel 1 Trigger level 763 mV Slope rising

Measure Frequency(1*) V p-p(1)
Current 20.020010 kHz 3.824 V
Mean 19.99794 kHz 3.7992 V
Min 19.971645 kHz 3.767 V
Max 20.050032 kHz 3.828 V
Range 218.397374 Hz 61 mV
Std Dev 13.575274 Hz 14.6 mV
of Meas 128
Edge Dir Falling

Marker Frequency(1*) X Y
Current 20.020010 kHz A---(1) = -29.529765 μs 56 mV
Mean 19.99794 kHz B---(1) = 29.426259 μs 56 mV
Min 19.971645 kHz A = 49.958023 μs 0.0 V
Max 20.050032 kHz 1/ΔX = 20.0200106 kHz
Range 218.397374 Hz 45.575274 Hz
Std Dev 13.575274 Hz

Logic 1-4: 0x\$ (0XXX b) 0x\$ (0XXX b)
Dq4-Dm: ----- (-----) ----- (-----)
b1 : ----- (-----) ----- (-----)
b2 : ----- (-----) ----- (-----)
b3 : ----- (-----) ----- (-----)

Figura 61. Salida del filtro RC a 20 KHz

Ahora nos encontramos la salida del filtro introduciendo dos señales a una misma amplitud y distinta frecuencia.

La figura 60 es la respuesta sacada por el osciloscopio con una entrada a 10KHz y la cual nos da una amplitud a la salida de 6,2 Voltios.

En el lado derecho tenemos la salida a una entrada a una frecuencia superior, 20KHz, y en ella podemos ver que la amplitud de la señal de salida es 3,8 Voltios.

Podemos ver cómo se va atenuando la señal conforme forzamos la señal de entrada a crecer en frecuencia.

Utilizamos este filtro para limpiar nuestra señal tratada de frecuencias muy altas, así evitamos señales armónicas u otras que podamos haber añadido por error

El estudio del funcionamiento del filtro lo representamos en la tabla 7 para mostrar la gráfica que caracteriza la ganancia del circuito en frecuencia

Abajo podemos ver la gráfica de este filtro RC mostrando la ganancia en dB en el eje X frente a la frecuencia en hercios de éste.

Como este filtro no tiene una caída muy abrupta, tenemos que hacer un barrido en frecuencia muy amplio que nos lleva desde valores cercanos a cero hasta varios MHz.

Abajo tenemos mostrado todo esto en la tabla 7.

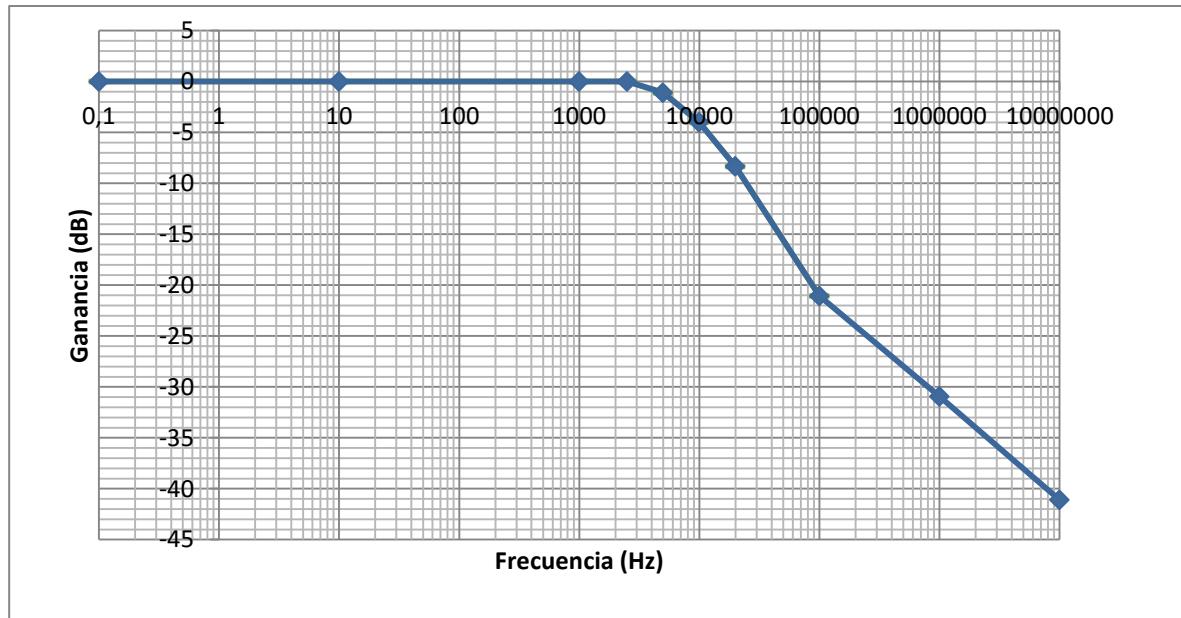


Tabla 7. Ganancia(dB) del filtro RC de la Etapa 3

Tenemos que estudiar la tabla para comprobar que cumple su ecuación teórica y ver que su comportamiento es adecuado para nuestro proyecto.

El condensador del filtro RC mete un polo en la ecuación, es decir, que habrá un punto de inflexión en la gráfica el cual tendrá antes de ese punto un comportamiento plano, y pasando este punto, decae en ganancia con una pendiente fija de 20 decibelios por década.

Se puede apreciar a simple vista que se trata de un filtro paso de baja cuya frecuencia de corte está a frecuencias altas y cuya atenuación no es apreciable hasta pasar este punto de inflexión varias décadas hacia la derecha en frecuencia.

Este filtro es muy sencillo y no nos da ninguna posibilidad de ajuste, es decir, que es un filtro fijo que limpiará altas a frecuencias posibles señales añadidas indeseables. Como filtra a altas frecuencia, no habrá ningún problema con nuestras señales buscadas.

La salida de este filtro RC dará a la entrada de un filtro paso de baja mucho más restrictivo que podrá ser ajustado con una señal externa.

Este filtro lo caracterizaremos y detallaremos sus características en el siguiente subapartado.

3.4.2 Caracterización del circuito de filtrado paso baja (Etapa 3-2)

Hemos llegado al último elemento de la tercera y última etapa de nuestro circuito.

Como hemos comentado antes, lo único que nos falta para conseguir que la señal deseada responda a los requerimientos que diseñamos al comienzo de este trabajo, es un filtrado restrictivo paso baja en frecuencia.

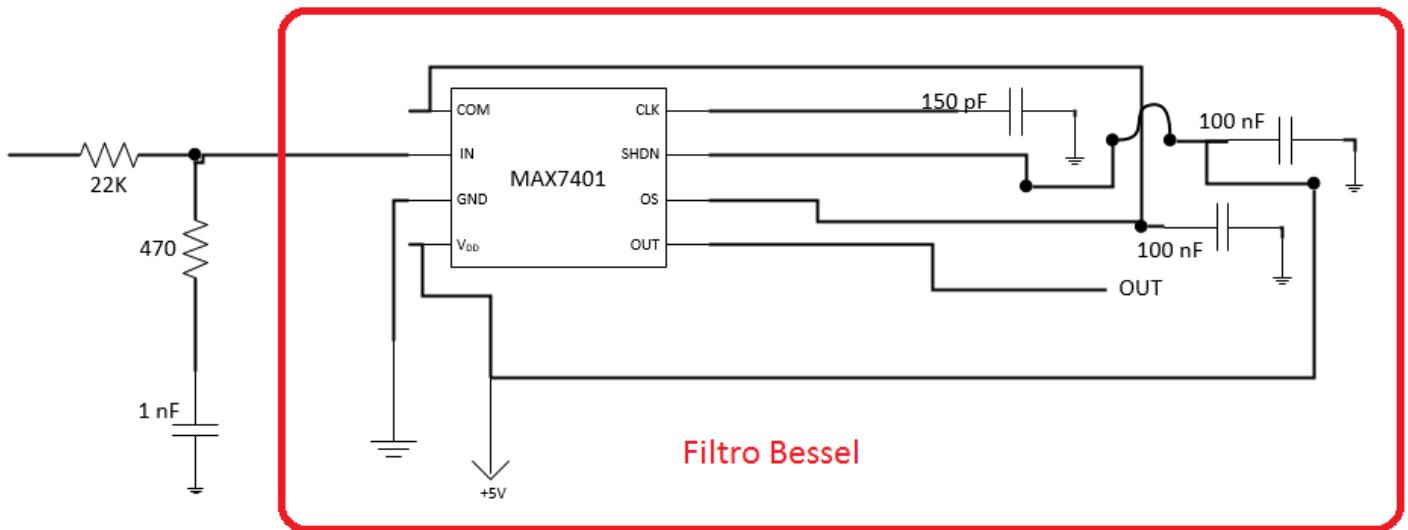


Figura 62. Filtro Bessel de la 3^a Etapa

El dispositivo a caracterizar es el Max7401 de Maxim. El MAX7401 es un filtro paso de baja de Bessel de octavo orden, lo cual nos da una caída abrupta y rápida de la ganancia a la salida para poder tener una gran precisión en la modulación del rango de frecuencias que buscamos filtrar.

Este dispositivo tiene 8 pines, de los cuales uno es una señal de entrada (IN), otro pin es COM, otro es tierra, de nombre en el dispositivo como GND (Ground).

Otra es la señal del reloj conocido como CLK, una entrada de alimentación V_{DD}, la señal SHDN, OS, una entrada IN que toma la señal de salida del filtro RC como entrada y una señal de salida del filtro nombrada como OUT.

Podemos controlar la frecuencia de corte con una señal de reloj externa la cual mantendrá la frecuencia en:

$$f_C = \frac{f_{ck}}{100}$$

Según esta ecuación, vamos a probar su correcto funcionamiento a frecuencia de corte igual a 10 Hz y a 100 Hz.

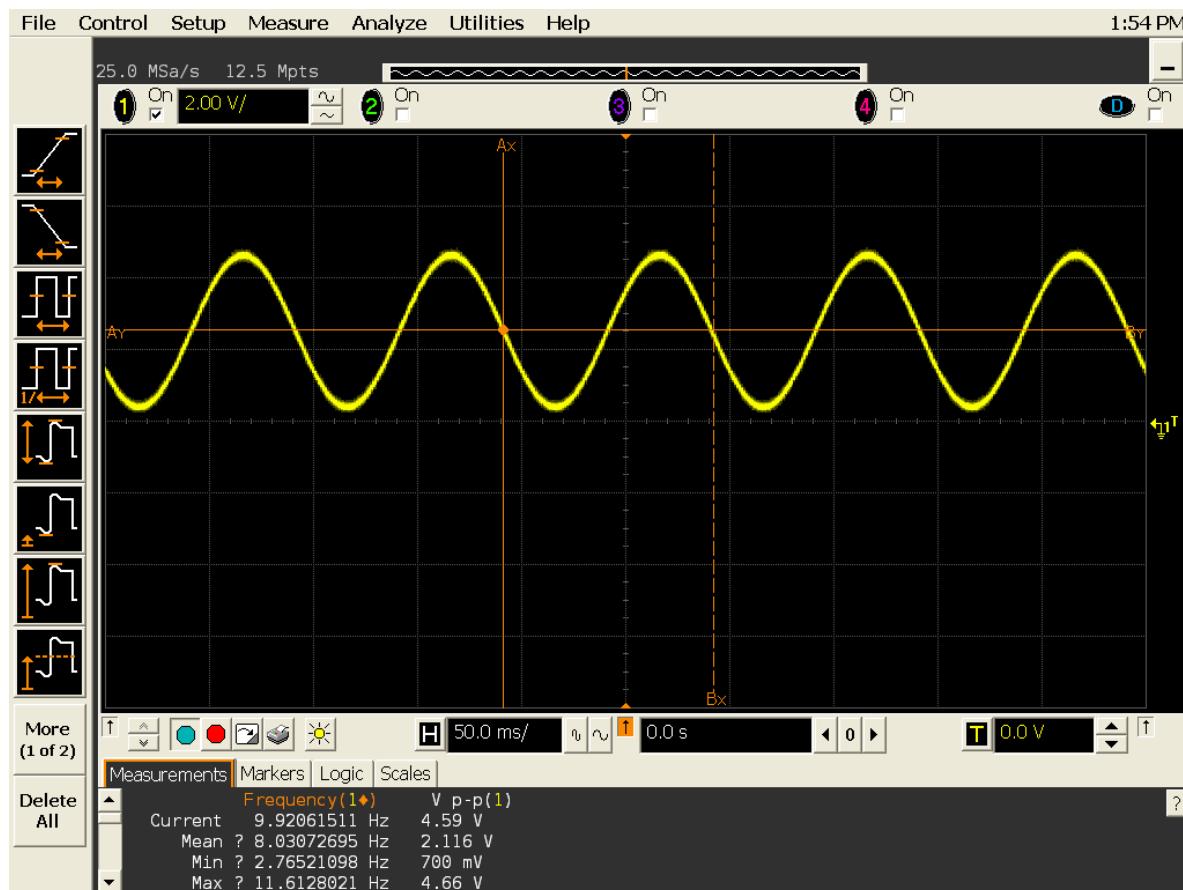


Figura 63. Salida de filtro Bessel a 10 Hz

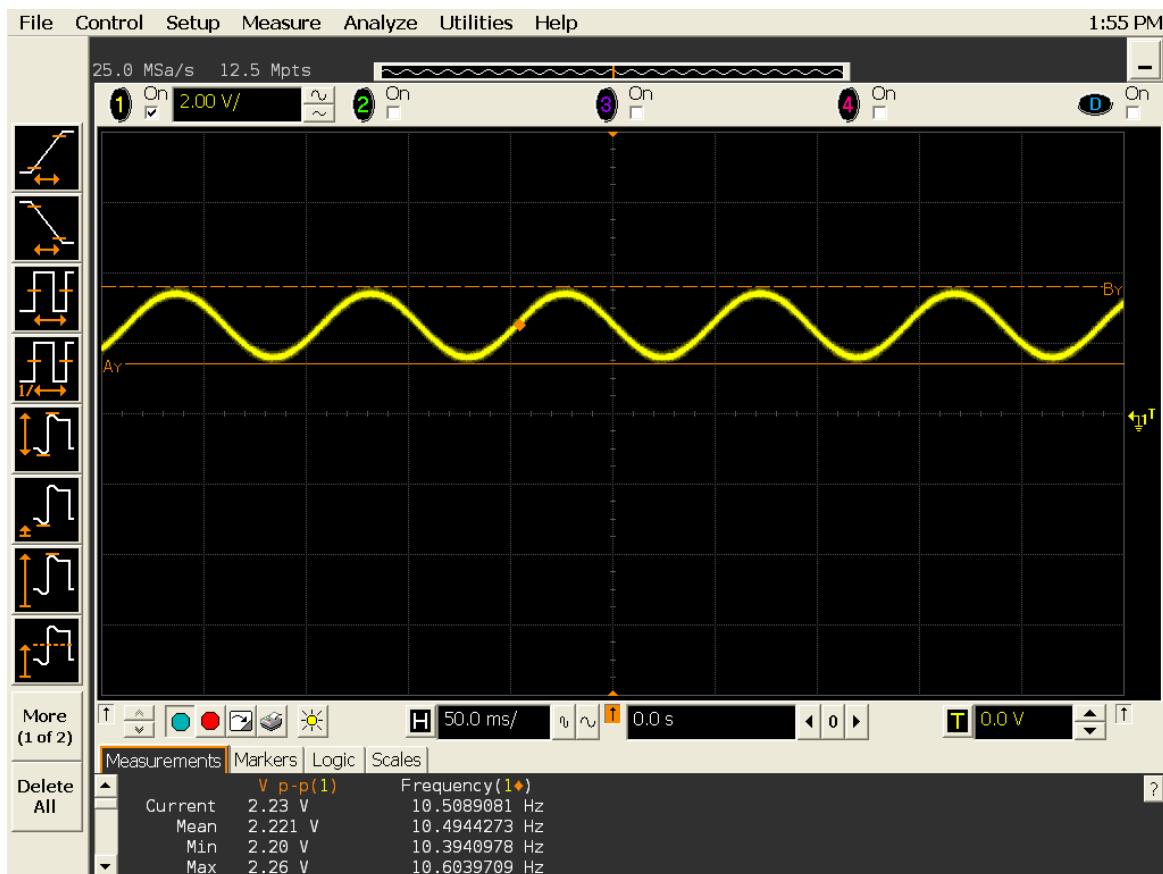


Figura 64. Salida de filtro Bessel a 10,5 Hz

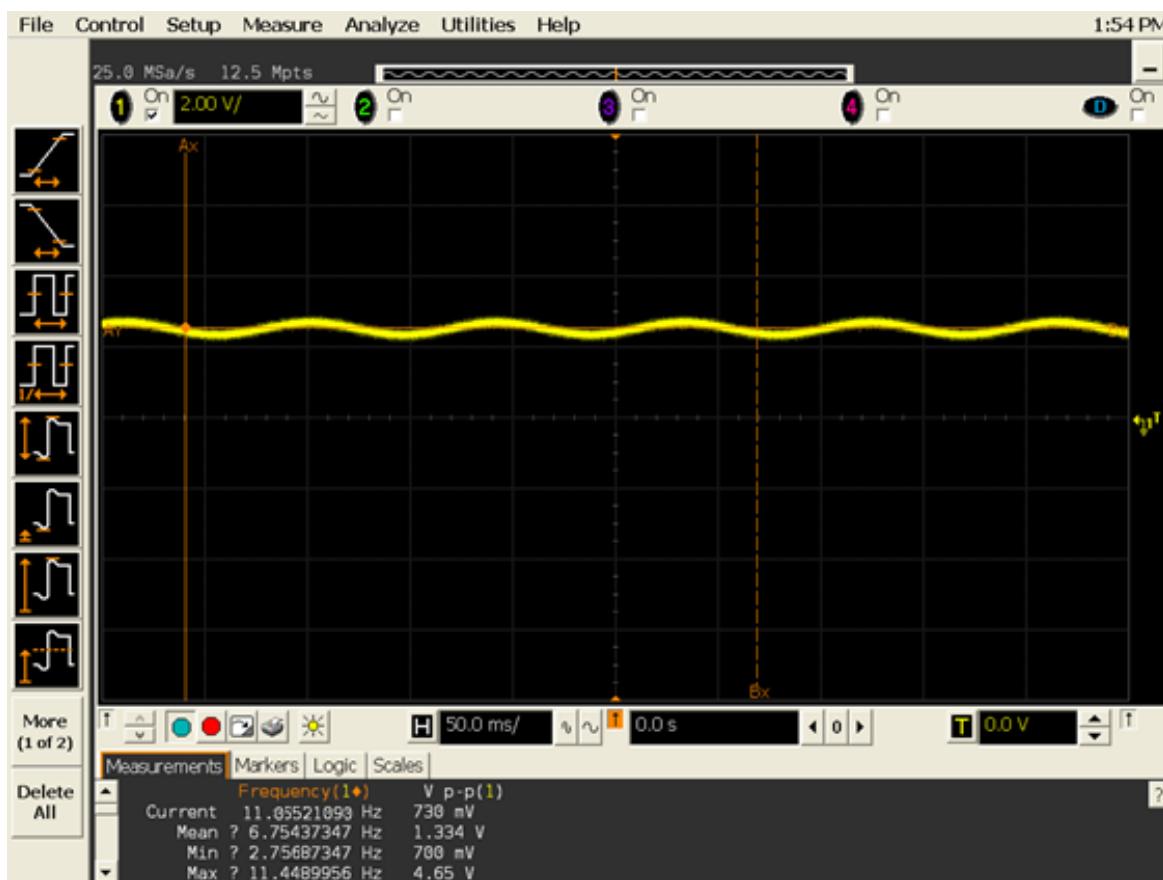


Figura 65. Salida de filtro Bessel a 11 Hz

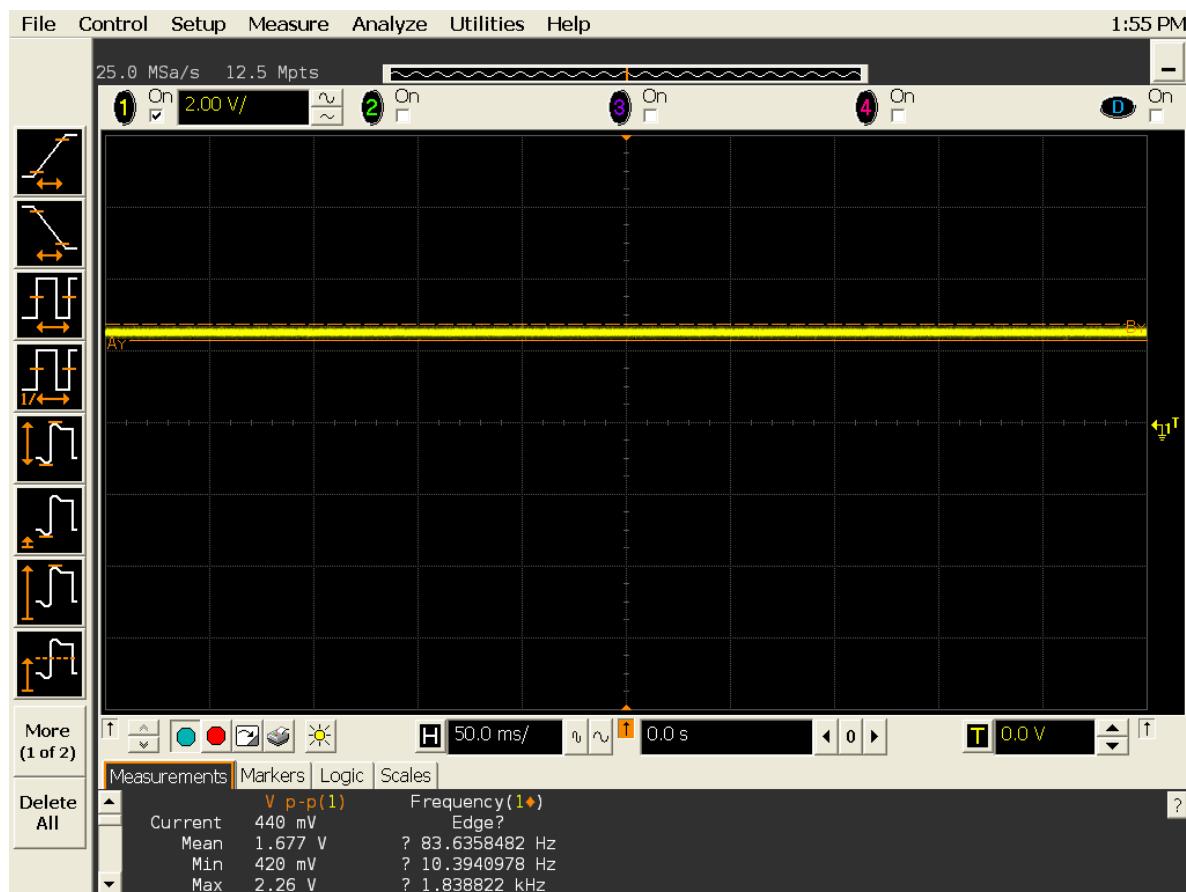


Figura 66. Salida de filtro Bessel a 12 Hz

En las gráficas sacadas por pantalla desde el osciloscopio, hemos mostrados la salida del filtro Bessel con una entrada en la cual hacemos un barrido en las frecuencias cercanas a la frecuencia de corte que hemos seleccionado para hacer una caracterización correcta del funcionamiento del filtro.

En las imágenes tenemos una frecuencia de corte seleccionada y cuatro salidas distintas en puntos cercanos a esta frecuencia dada.

La frecuencia de corte la podemos poner nosotros jugando con la ecuación que recordamos abajo.

$$f_C = \frac{f_{ck}}{100}$$

Según la ecuación que define la frecuencia de corte, tenemos que meter una señal externa de reloj que tenga

un periodo alto-bajo alrededor dentro del rango de 40%-60%.

Nosotros hemos seleccionado un tiempo de 50% en periodo tensión alta y un 50% de tensión baja de acuerdo con las características del datasheet del componente.

Para empezar a caracterizar el componente introducimos una señal de reloj de frecuencia igual a 1000 hercios, y el resultado los podemos visualizar en la tabla 8.

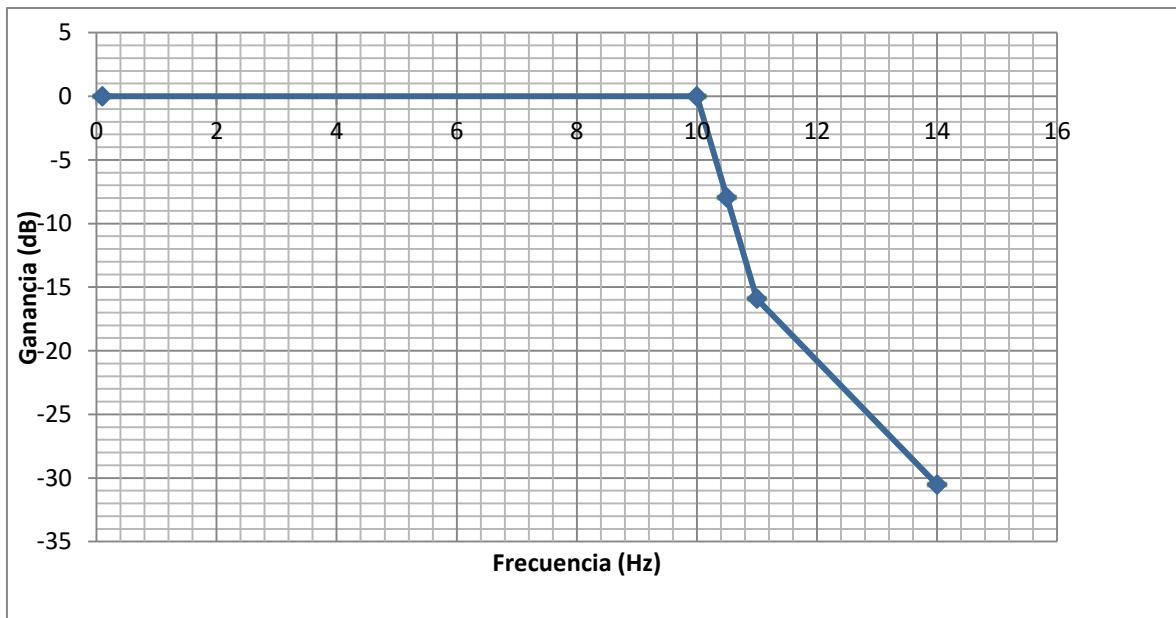


Tabla 8. Ganancia(dB) del filtro Bessel de la Etapa 3($F_c=10\text{Hz}$).

Podemos ver que tiene una caída muy grande en ganancia, lo cual se representa en la gráfica con una frecuencia de corte muy ajustada a la teórica y una caída a partir de éste muy obtusa, lo cual dará un presaltado muy favorable y preciso a nuestro filtro.

Probamos con otra frecuencia para ver que sigue funcionando con gran precisión y un gran rendimiento.

En esta ocasión modulamos la señal de entrada hasta conseguir una frecuencia de reloj igual a 10 KHz, lo cual corresponde con una frecuencia de corte de 100 hercios.

De nuevo podemos ver que la gráfica da un excelente resultado y deja fuera a las frecuencias muy cercanas a la frecuencia del punto de inflexión.

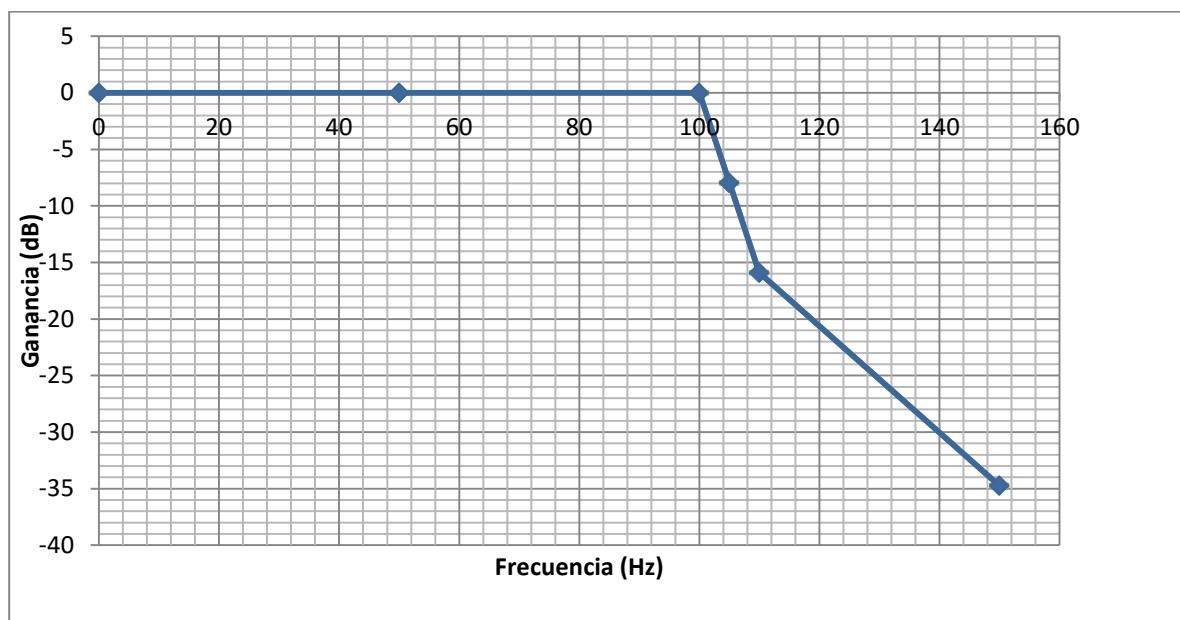


Tabla 9. Ganancia(dB) del filtro Bessel de la Etapa 3 ($F_c=100\text{Hz}$).

El motivo de esta caída de ganancia tan abrupta es que el filtro de Bessel con el que estamos tratando es de octavo orden, lo que nos da una gran cantidad de polos de control del funcionamiento.

Llegados a este punto, hemos comprobado cada etapa y cada una de las partes de las que se componen estas, verificando que soluciona los problemas previstos y cumple con todos los requisitos que teníamos frente al papel.

Ahora nos queda probar que el circuito nos sigue dando buenos resultados uniendo las tres etapas en serie y revisando su resultado.

3.5 Caracterización del circuito final

Ahora ya estamos listos para probar el circuito completo, tras mucho trabajo de estudio, investigación y pruebas en el laboratorio, hemos conseguido solventar cada uno de los problemas que nos hemos encontrado y estamos buscando poner un punto y final a este proyecto que tanto trabajo y satisfacción nos ha dado.

En la figura 67 tenemos dibujado el esquemático que esta vez sí probaremos en los laboratorios de la escuela para poder caracterizar su funcionamiento y así comprobar si conseguimos cumplir nuestros objetivos de diseño de manera tanto práctica, como teórica.

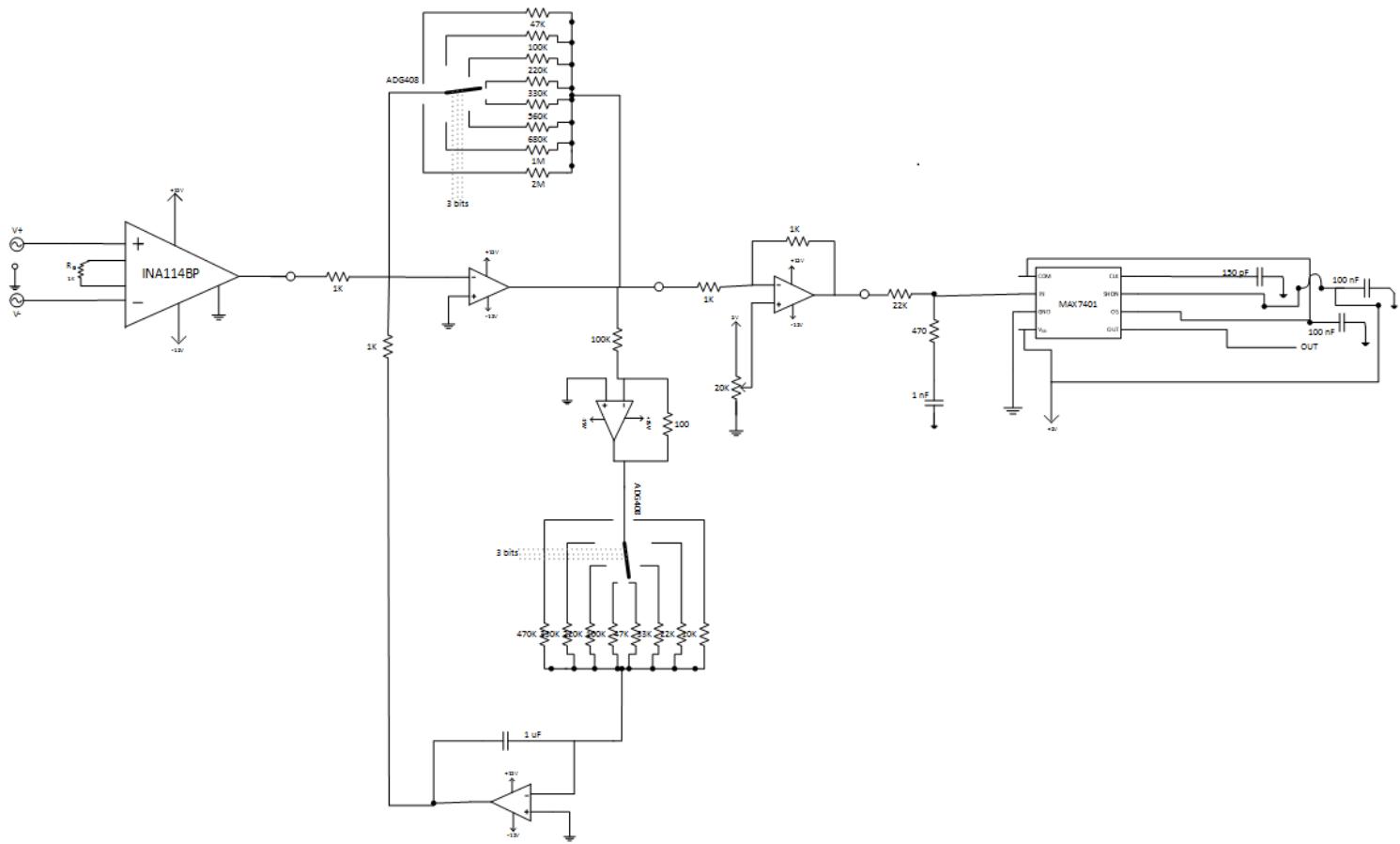


Figura 67 : Esquemático de nuestro circuito final

Debido a la gran complejidad de este circuito, hemos decidido que necesita más de una representación gráfica del osciloscopio para poder ir entendiendo cómo funciona éste y llegar a un resultado final que pueda dar por cerrada la caracterización del circuito final completo.

En las siguientes gráficas podremos comprobar cada una de las salidas a diferentes frecuencias del circuito además de desarrollar una gráfica que explique su comportamiento.

Antes de empezar este punto y como hemos visto que nuestro circuito tiene docenas de configuraciones posibles, vamos a centrar este estudio final para la salida del primer multiplexor que da valor a R1 igual a 47K y la salida del segundo multiplexor otorgará un valor a R2 igual a 10K.

Solamente iremos variando todo el rango de frecuencias posibles para ver cómo funciona el circuito con la señal de entrada dada hasta llegar a la deseada salida.

El rango de frecuencias probadas que les mostramos será desde 50 mHz hasta 120 Hz.

En cada una de las gráficas mostradas se pueden ver la tensión de salida así como su frecuencia de funcionamiento.

En ellasaremos una comparación de la señal de salida con la señal de entrada para poder dar la ganancia en valores absolutos como parámetros de control de funcionamiento.

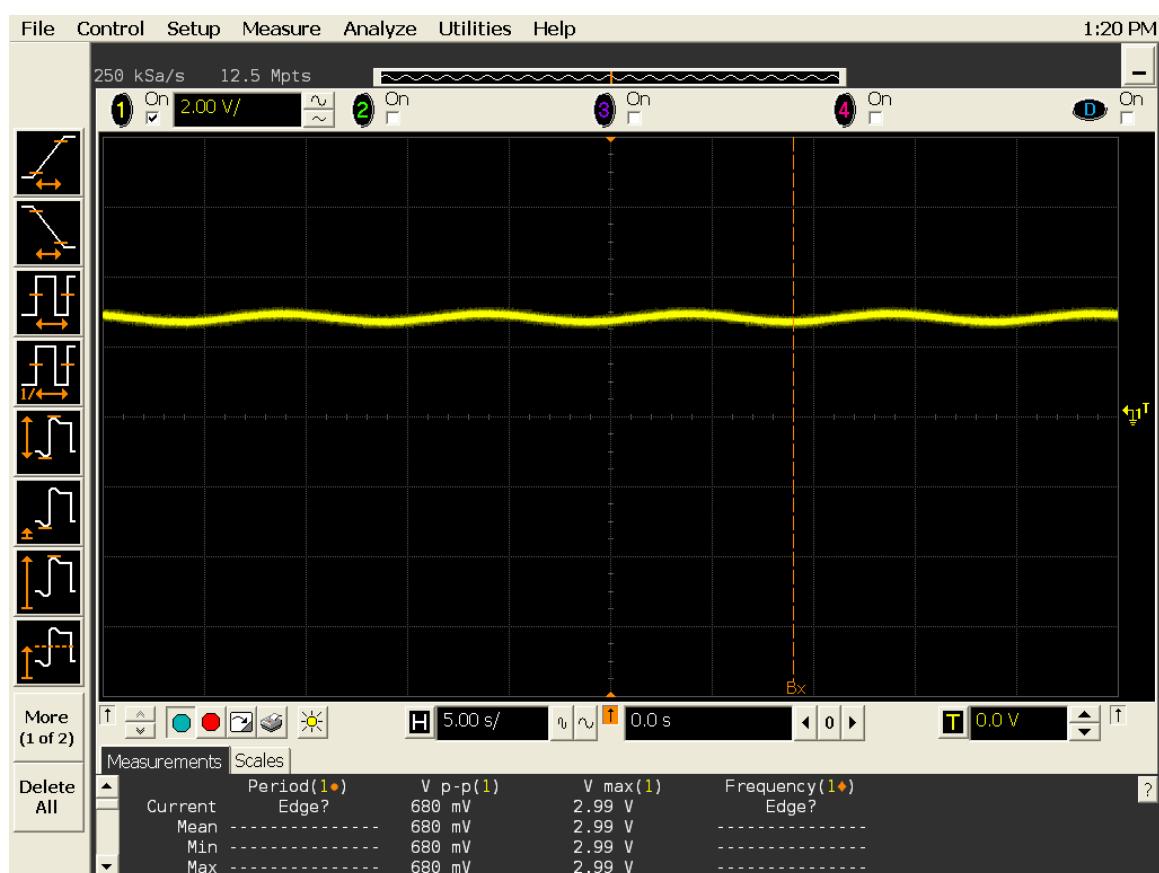


Figura 68. Salida circuito final a 50mHz

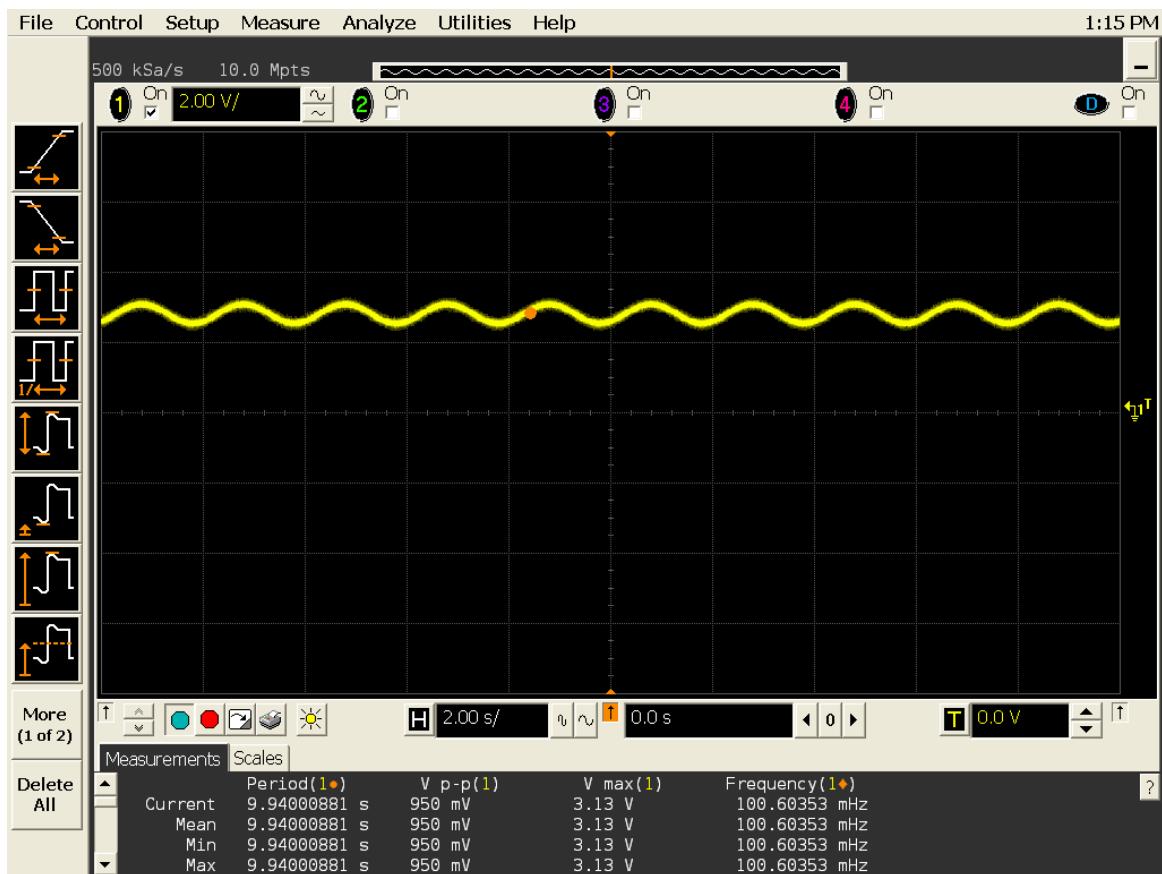


Figura 69. Salida circuito final a 100 mHz

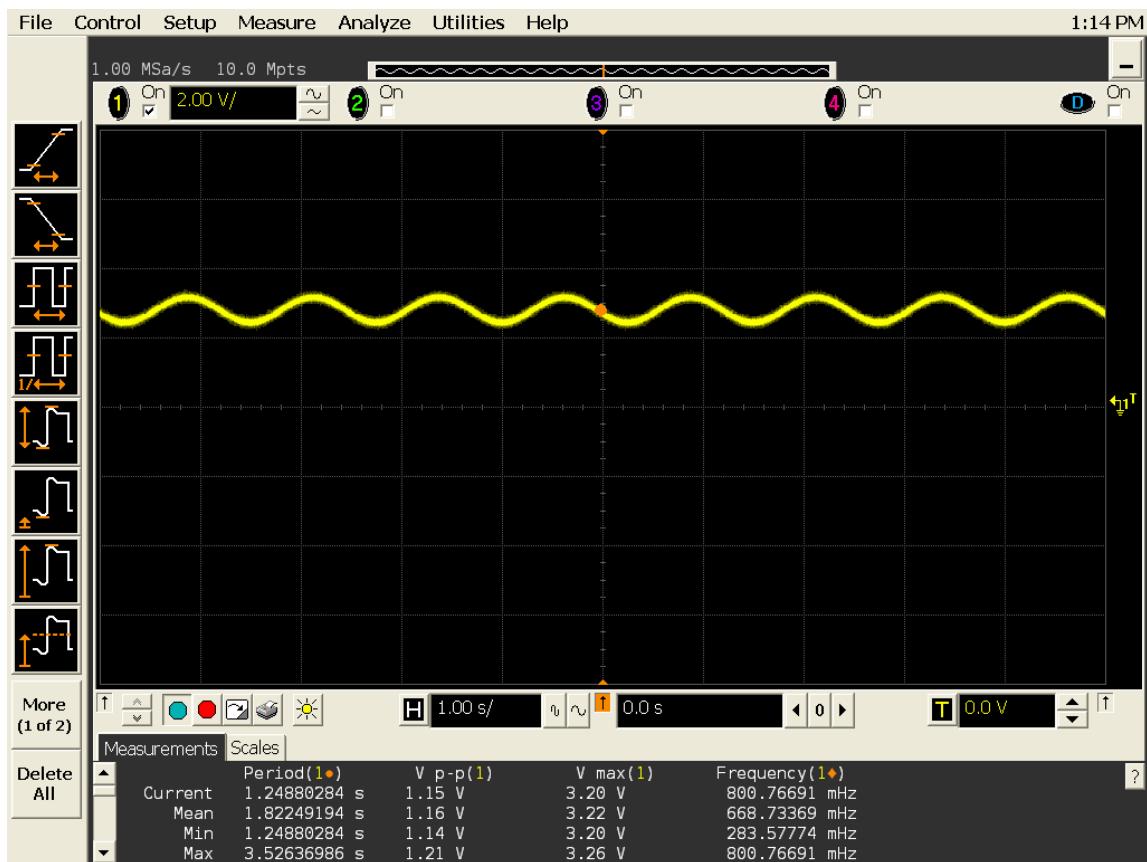


Figura 70. Salida circuito final a 800mHz

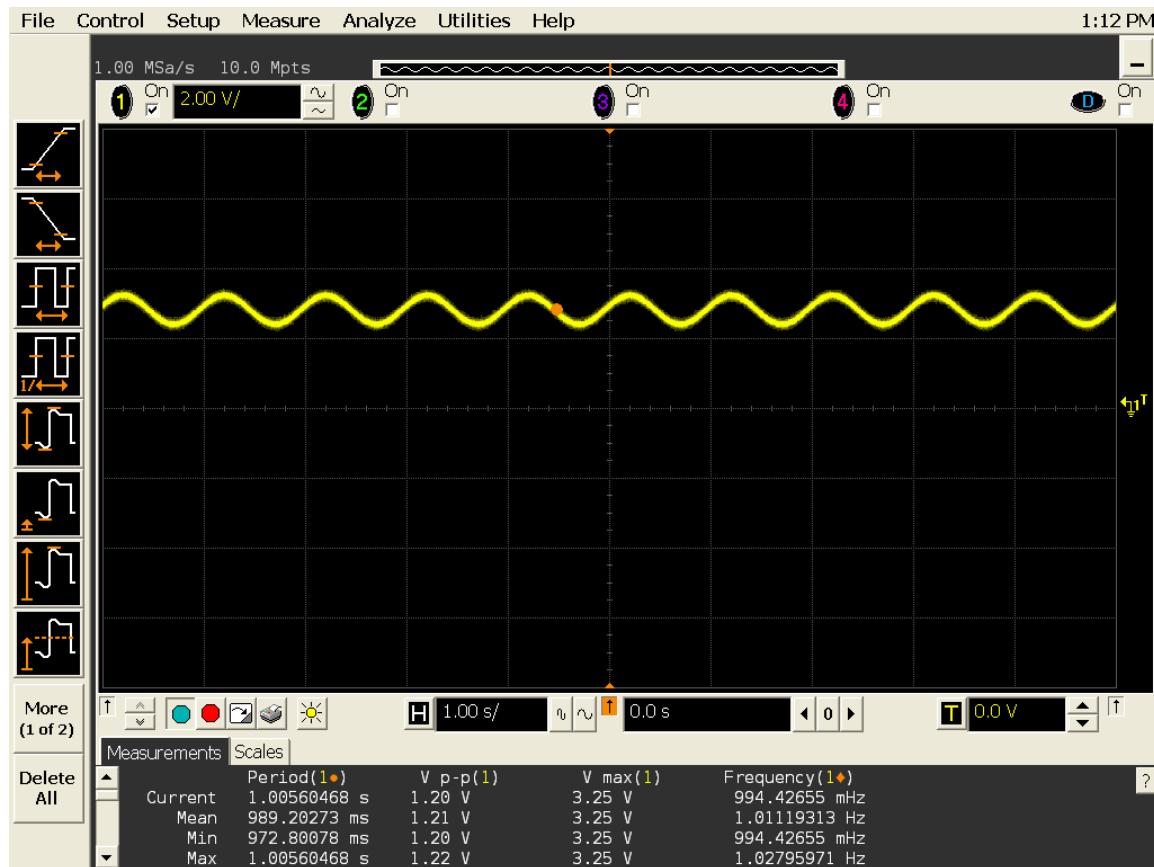


Figura 71. Salida circuito final a 1 Hz

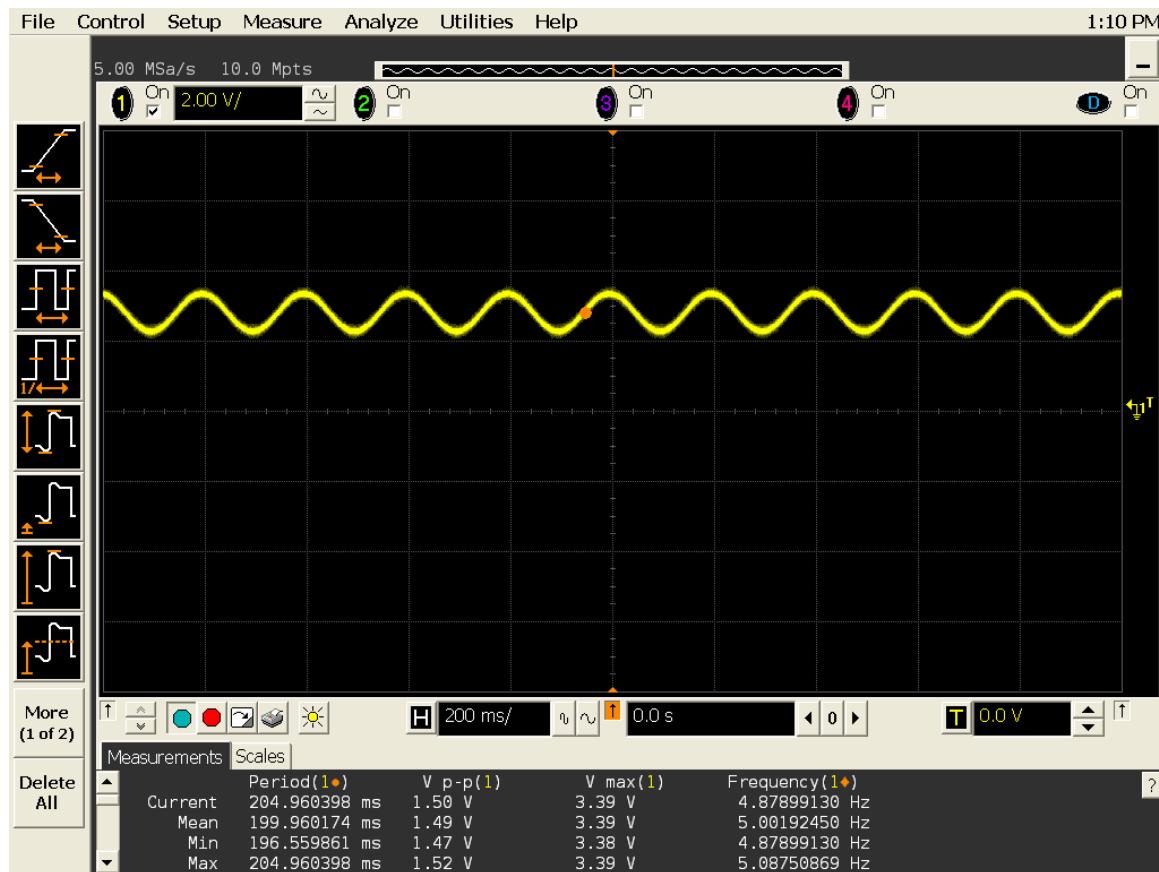


Figura 72. Salida circuito final a 5 Hz

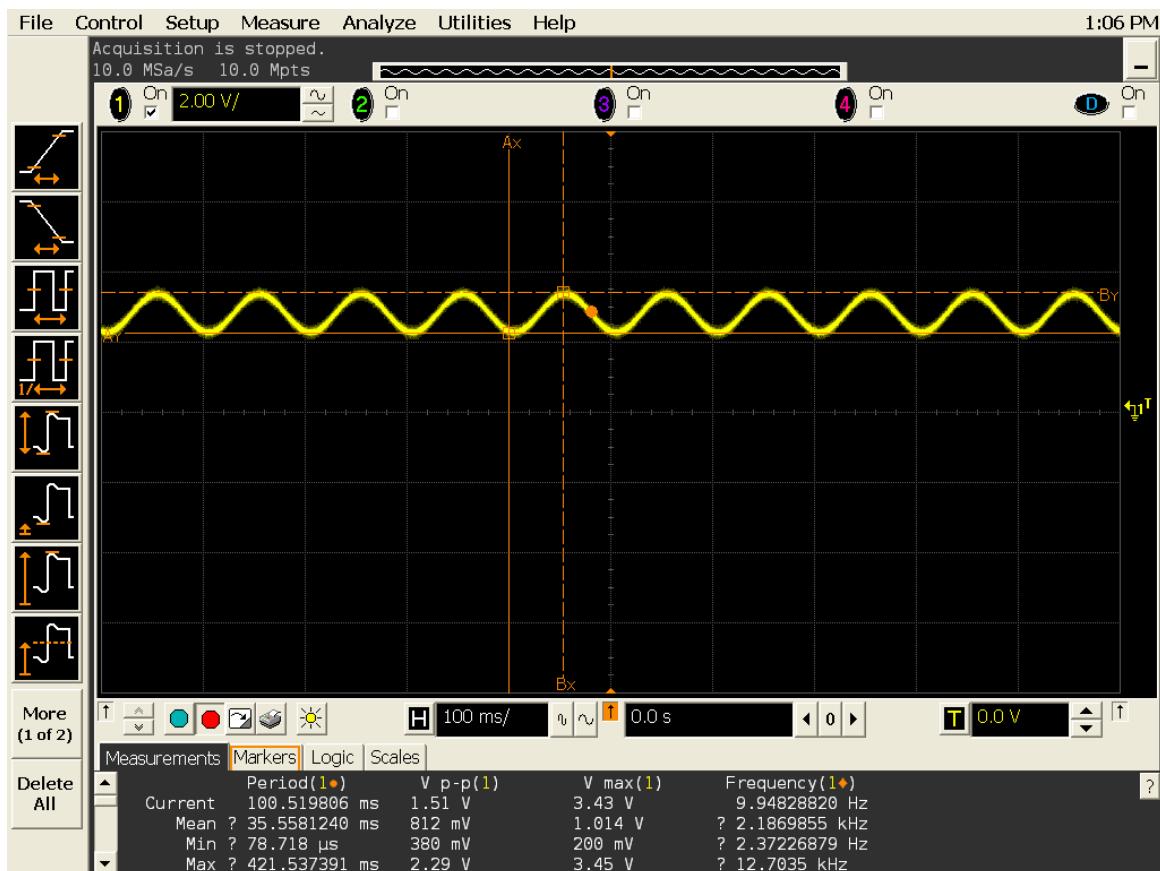


Figura 73. Salida circuito final a 10 Hz

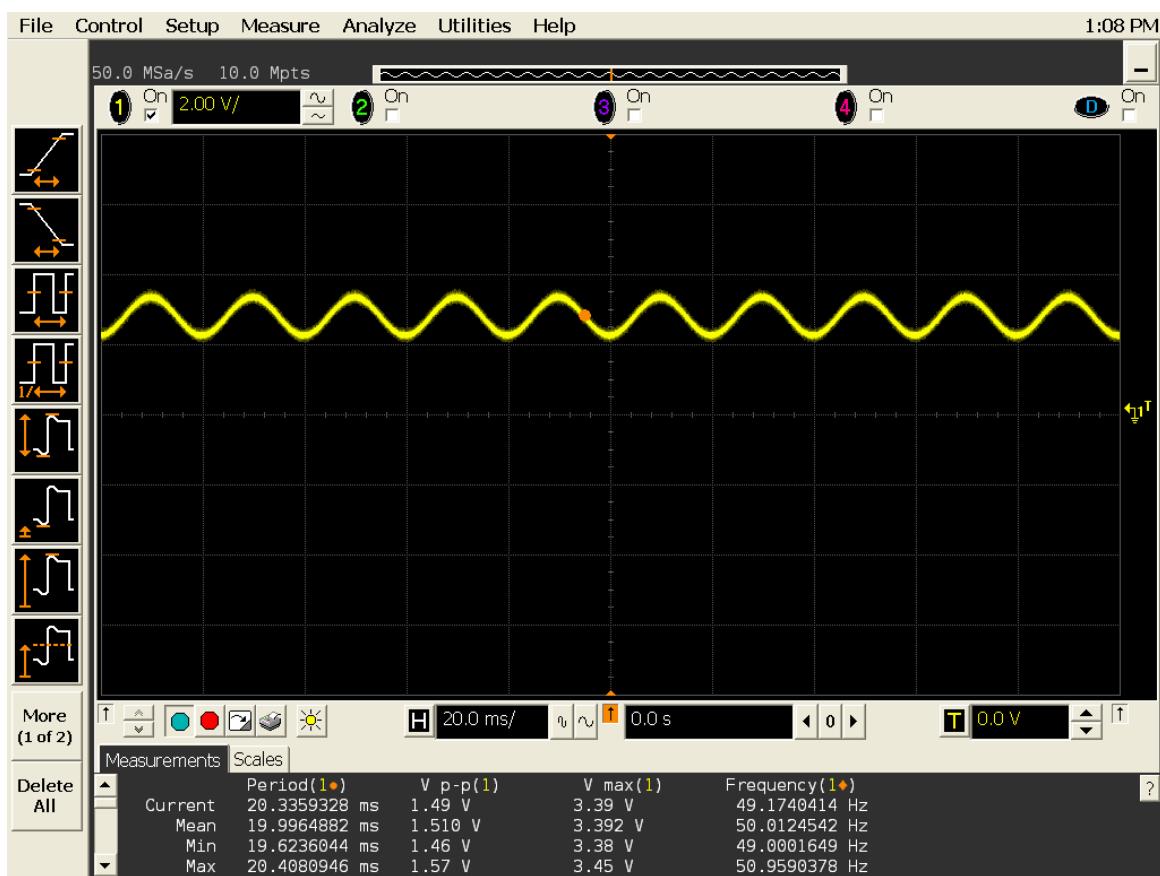


Figura 74. Salida circuito final a 50 Hz

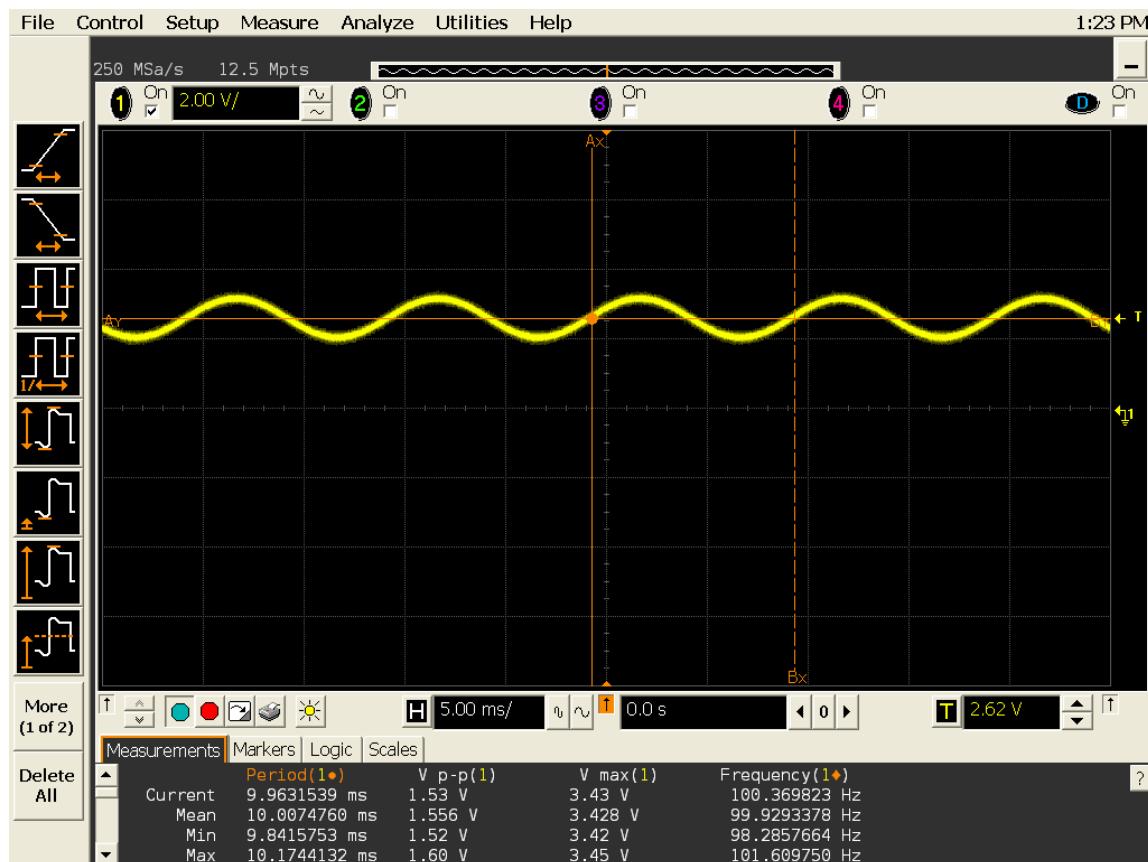


Figura 75. Salida circuito final a 100 Hz

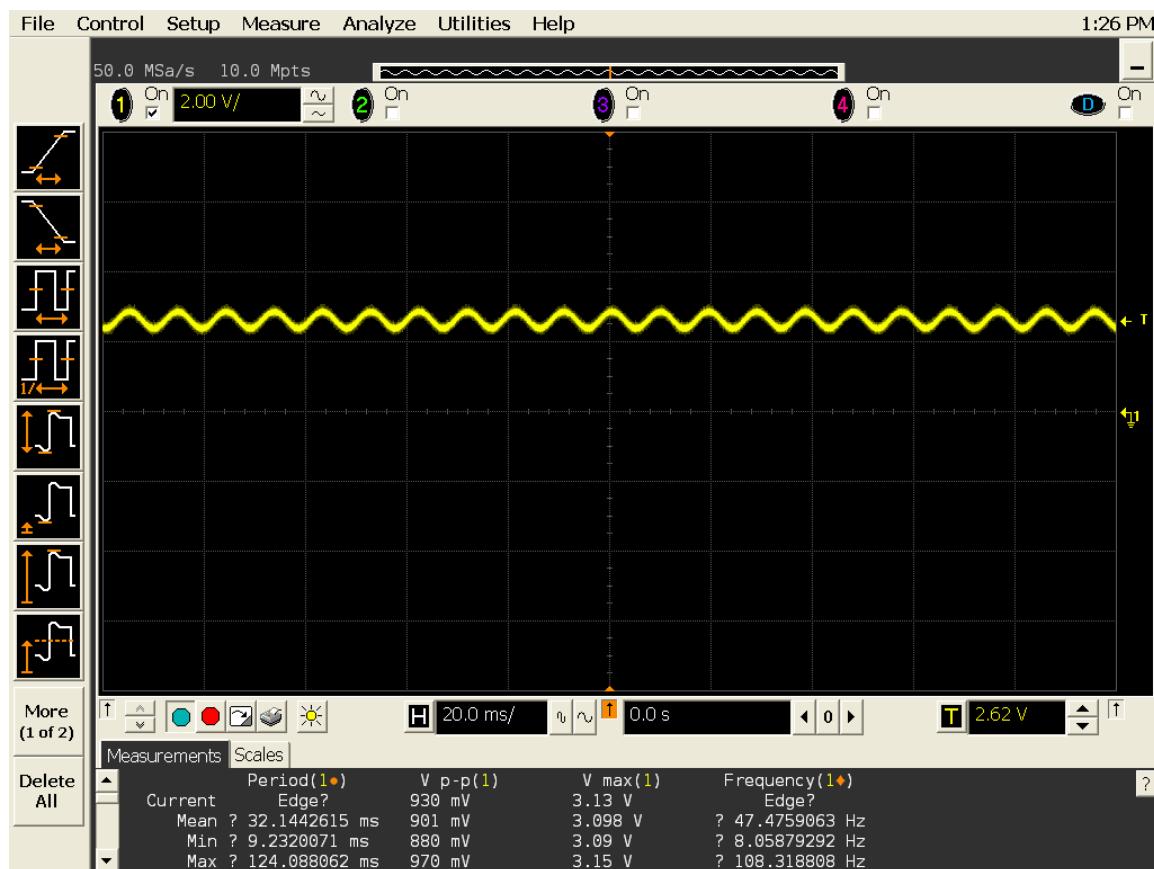


Figura 76. Salida circuito final a 110 Hz

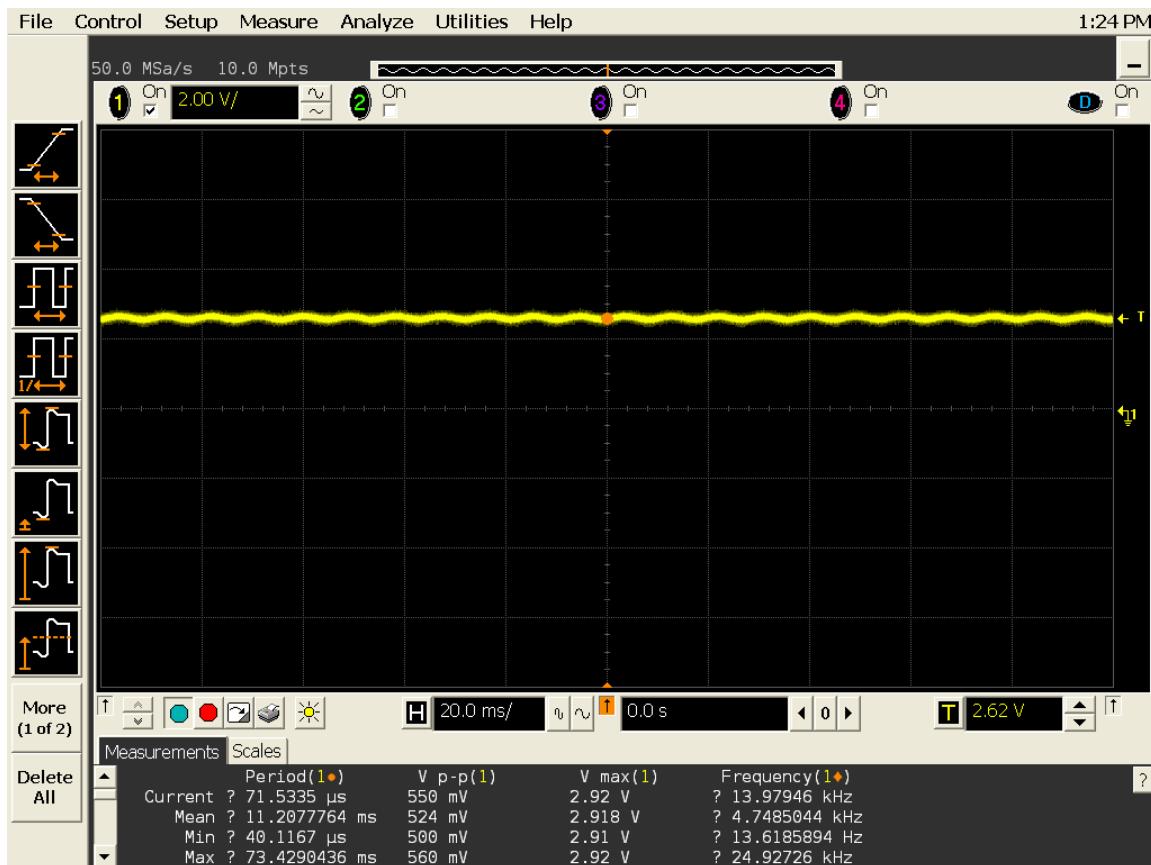


Figura 77. Salida circuito final a 120 Hz

Ahora tenemos todos los datos necesarios para comprobar el funcionamiento de todo el trabajo hecho en este proyecto.

Lo que teníamos a la entrada es una señal a muy baja tensión sumada con otras señales que se han añadido a la toma de señal, y lo que necesitamos es poder seleccionar esa señal que es muy pequeña y está a unas frecuencias muy bajas para amplificarla y filtrarla con el fin de tener esa señal lo más limpia posible a una amplitud aceptable para poder trabajar con ella

Lo que buscamos que haga nuestro circuito es que realice una gran amplificación a frecuencias pequeñas con una subida muy abrupta desde frecuencias cercanas a cero y amplifique hasta una frecuencia no muy alta que elegimos para quedarnos con una señal con una tensión buena para trabajar con ella y que deseche las frecuencias que no sean de interés para eliminar otras señales que nos molesten o ruido que nos distorsione la representación de la señal bioeléctrica.

Todos los datos recogidos de este último apartado forman una tabla que a su vez dibuja una gráfica que nos muestra su comportamiento en frecuencia y esta recopilación de datos ordenados podemos observarla en la tabla 10 que tenemos en la página posterior.

Y aquí tenemos caracterizado nuestro circuito, con unas R1 y R2 fijadas y para una entrada que barre en frecuencia un amplio rango en el cual está nuestra zona de trabajo de interés.

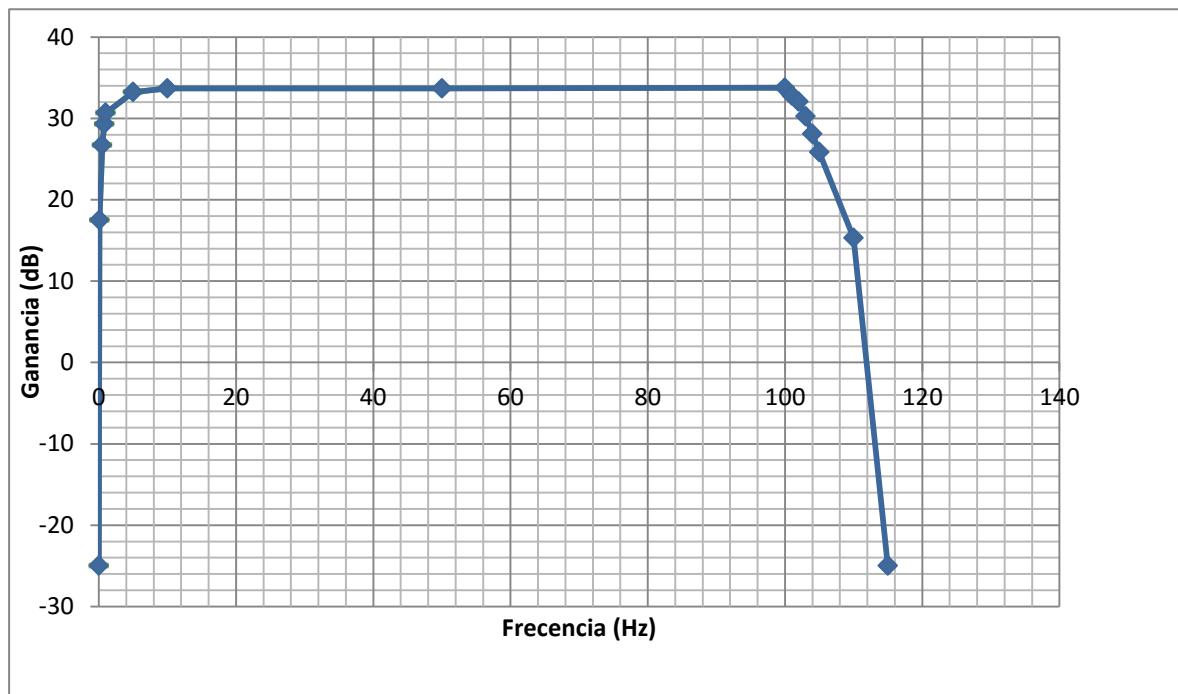


Tabla 10. Ganancia(dB) del circuito final

Leyendo los resultados se puede ver que se ha conseguido lo que buscábamos, un filtro paso banda modificable en su rango y con un atributo de gran ganancia en una escasa zona frecuencial.

Para variar este funcionamiento y poder utilizarlos en los rangos deseados en cada caso particular para señales biomédicas, tenemos que modular varios parámetros que nos darán el poder controlar esta gráfica a nuestro antojo en un rango deseable. Estos parámetros de control son 3: R1, R2 y a frecuencia del reloj externo del MAX7401.

Con los dos tríos de señales de control [(E5, E4, E3) y (E2, E1, E0)] podremos cambiar el tiempo de subida del filtro para ajustar a frecuencias más pequeñas o grandes además de dotar de una amplitud mayor o menor según nos interese a la señal de entrada.

Y con la frecuencia de la señal de reloj externa del MAX7401 podremos modificar la caída de la ganancia de la gráfica en el margen pequeño a mayor o menor frecuencia según busquemos una señal u otra.

Para un posible uso de este proyecto con fines médicos, hay que tomar esta señal a la salida y sacarla por pantalla para ver los resultados de una manera útil para motivos médicos.

La idea es alimentar el dispositivo creado con las alimentaciones necesarias para las cuales que en nuestro caso son las siguientes:

+5V (para alimentar las señales de ENABLE de los multilexores analógicos ADG408 y El filtro de octavo orden de Bessel MAX7401)

+15 V (para las alimentaciones de los amplificadores operacionales TL081, el amplificador de instrumentación INA114BP y los dos multiplexores analógicos ADG408)

-15 V (para las alimentaciones de los amplificadores operacionales TL081, el amplificador de instrumentación INA114BP y los dos multiplexores analógicos ADG408)

Estas alimentaciones se mantendrán de manera fija, luego no será necesario dar la posibilidad de variar estas señales ya que podría quemar el circuito.

Además de estas señales fijas, necesitamos conectar señales que pueden variar su valor, en nuestro circuito son las siguientes:

0 V → 5 V Este señal se podrá variar para ajustar los valores de los dos multiplexores analógicos ADG408 para variar su selección a la salida e irá conectada a los siguientes PINES:

ENABLE 1 y 2 → Para habilitar el funcionamiento del componente a nivel alto e inutilizarlo a nivel bajo

[(E5, E4, E3) y (E2, E1, E0)] → Para seleccionar la salida de ambos multiplexores analógicos y así nuestro circuito tomará resistencias diferentes dependiendo de nuestros requerimientos.

La frecuencia de reloj esterno del filtro de Bessel de octavo orden.

Con todo esto, tendremos unas señales fijadas y otras variables, con las cuales podremos variar la ganancia de la Tabla 10, así como poder modular en frecuenci la subida del filtro y la bajada, pudiendo variar ésta en frecuencia o abrupto de su respuesta.

Así podemos concluir que con este dispositivo podemos tomar las señales biológicas comentadas en la introducción que son las siguientes:

Electrocardiograma

Electroencefalograma

Electromiograma

Electrooculograma

Sólo necesitaríamos saber el rango de estas señales y ajustar el dispositivo como hemos indicado antes.

En la figura 78 tenemos una imagen con la tabla de los rangos de estas señales biomédicas así con los valores que nos son de interés para dejar cerrado el estudio.

Tipo de estudio	Ancho de banda (Hz)		Voltaje máximo de entrada (mV)
	Banda inferior	Banda superior	
EOG	d.c.	10	0,5
EEG	0,1	100	0,7
ECG	d.c.	30	5
EMG	50	2000	100

Figura 78. Tabla de valores de las señales biomédicas de interés

Con esto damos por terminada la caracterización de nuestro circuito y la comprobación del buen funcionamiento de este proyecto.

Ahora nos quedaría dejar abiertas algunas de las posibles líneas de investigación futuras que podrá tener este proyecto para seguir avanzando en el campo de la biomédica.

4 LÍNEAS FUTURAS DE INVESTIGACIÓN

Acabados los tres capítulos anteriores, tenemos presentado nuestro proyecto de principio a fin. Ahora deberíamos hacer una exposición acerca de los posibles cauces que pude tomar nos trabajo para que tenga un reciclaje y pueda ayudar a conseguir otros objetivos que puedan alimentarse de este proyecto.

Realizamos una revisión de la expansión de nuestro trabajo, y vemos que tras todo el estudio y análisis de desempeño, podemos simplificar todo esto en un dispositivo simple con unas características que son únicas de este proyecto.

Tras este trabajo de simplificación, después del trabajo realizado y su caracterización, lo que hemos conseguido fabricar es un dispositivo que toma señales bioeléctricas directamente del cuerpo humano y las trata y filtra según nuestros requerimientos hasta conseguir una señal en un rango deseado, desechar todo el rango fuera del nuestro deseado y procesándola hasta poder tener a la salida una señal que podemos ver o usar para conseguir otro fin.

Además este dispositivo tiene la particularidad de poder ajustar el rango para tomar distintas señales bioeléctricas, como este circuito está pensado para frecuencias cercanas a pocos herzios, con él podemos tomar señales con objetivo de sacar la información con destino a un electrocardiograma, que era el objetivo principal, además de un electromiograma, electroencefalograma o electrooculograma.

Con esta información podemos ver las diferentes evoluciones que podría tomar este proyecto después de publicarlo o dar algunas ideas que hubiéramos tomados si no hubiera faltado tiempo y que esperamos realizar pronto tras la presentación de este proyecto.

La primera idea que prodríamos tomar para líneas futuras de investigación sería poder realizar una monitorización en tiempo real de las siguientes señales: electrocardiograma, electromiograma, electroencefalograma y electrooculograma.

En la siguiente imagen tenemos una tabla que muestra el rango de las diferentes señales bioeléctricas además de los bits que necesitaríamos para su conversión en el convertidor analógico digital.

Señal	Ancho de banda (Hz)	Rango de amplitud	Cuantificación (bits)
Electroencefalograma	0.2-50	600 μ V	4-6
Electrooculograma	0.2-15	10 mV	4-6
Electrocardiograma	0.15-150	10 mV	1'-12
Electromiograma	20-8000	10 mV	4-8

Figura 79. Tabla de características de señales bioeléctricas

El objetivo de este posible proyecto sería poder usar nuestro dispositivo realizado en nuestro trabajo para tomar señales bioeléctricas y tras la salida del circuito, tomar 1 señal de salida e introducirla en un controlador con procesador digital de señales o también llamado DSP (Digital signal processor), con la idea de poder manejar estas señales de entrada para poder convertirlas en digital con un CAD (convertidor analógico digital) y poder sacarla por pantalla para su análisis médico leído por un especialista.

La singularidad de este proyecto es poder controlar las entradas de control realizando una especie de “panel de control” de fácil entendimiento con las siguientes variables ajustables:

Señales de control del primer multiplexor: (ENABLE, E2_1, E1_1, E0_1)

Señales de control del segundo multiplexor: (ENABLE, E2_2, E1_2, E0_2)

Frecuencia de la señal de relaj externa al componente de filtrado paso bajo de Bessel de octavo orden usado en la tercera etapa del trabajo realizado en este proyecto. El dispositivo en cuestión es el MAX7401 de MAXIM devices.

Con el manejo de estas variables podremos controlar qué frecuencias queremos tener a nuestra salida y cuáles dejamos fuera, así tendríamos un trabajo cuyo objetivo final sería tener un lector de 4 tipos de siguientes señales biomédicas : electrocardiograma, electromiograma, electroencefalograma y electrooculograma en un único aparato que podemos manejar sin tener un conocimiento alto en electrónica.

Con esta idea futura podríamos conseguir un ahorro para el consumidor o cliente de espacio, al utilizar sólo un aparto para cuatro lecturas diferentes solamente cambiando el electrodo de toma de muestras y variando variables, y además conseguiríamos una ventaja económica, ya que al reducir el número de aparatos se abarataría el coste final en comparación con cuatro paratos diferentes como habría en su lugar.

Esta sería una posible línea futura de investigación a nuestro trabajo pero no la única que hemos pensado.

La otra opción que vamos a explicar ahora, de entre las posibles continuaciones o transformaciones de nuestro proyecto entre otras muchas que podrían ocurrírseme sería algo más compleja.

Como comentamos en la introducción, en varios artículos nombrados con anterioridad titulados “Plataforma para la evaluación de algoritmos de detección del electrocardiograma fetal” de Rubén Martín Clemente y Fernando Muñoz Chavero y “Monitorización Electrocardiográfica fetal no invasiva”, de Rubén Martín Clemente, y Fernando Muñoz Chavero y E.Lang, de los que nos hemos valido para extraer información relevante a este proyecto podemos entender mejor esta idea.

El posible objetivo sería lograr conseguir filtrar las señales recogidas en nuestro dispositivo, para introducirlo en una Beagleboard XM de Texas Instruments dotado de una DSP (digital signal processor) que pase a la señal por una ecuación estudiada en los artículos mencionados capaz de filtrar y separar la señal del electrocardiograma de una madre embarazada del feto y mostrarlas por pantalla.

Así tendríamos un dispositivo portátil y de fácil manejo para poder realizar estas pruebas sin necesidad de realizar una operación a la madre para poder acceder al feto

Para resumir, esta línea de investigación comenzaría aprovechando nuestro dispositivo ajustando la frecuencia para medir el electrocardiograma, y con nuestra salida se seguiría desarrollando el software de la Beagleboard.

Habría que programar la placa y gracias al DSP poder controlar la señal, así realizamos el filtro matemático propuesto en los artículos y manejamos este dispositivo para sacar por pantalla la señal del electrocardiograma del feto desechando la señal materna.

Esta idea fue la que nos puso en el camino del desarrollo de este proyecto, por falta de tiempo y cambios en las metas de nuestro trabajo no llegamos a cumplir todas las etapas para llegar a realizar esta propuesta.

El dispositivo que habría que utilizar, la Beagleboard Xm está ilustrado en la siguiente figura.

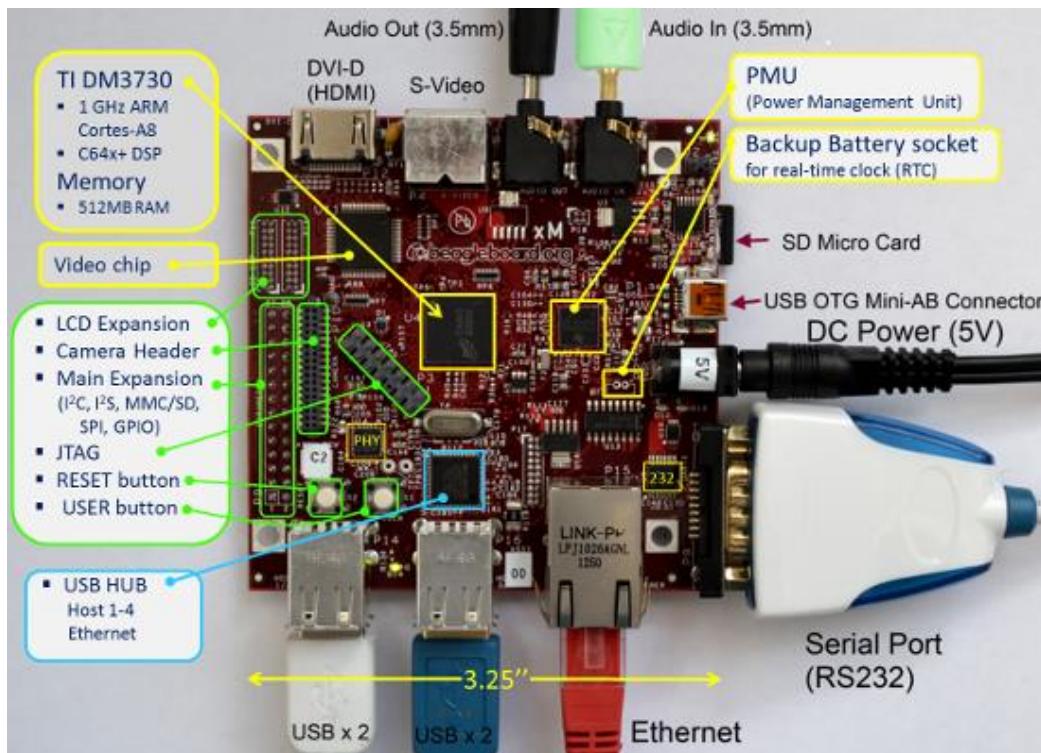


Figura 80. Beagleboard de Texas Instruments

Espero que esta pequeña explicación de líneas futuras a nuestro proyecto, pueda inspirar a otros compañeros seguir adelante con este fascinante mundo de la instrumentación biomédica.

REFERENCIAS

- [1] E Lang, Rubén Martín Clemente y Fernando Muñoz Chavero, "Monitorización Electrocardiográfica fetal no invasiva "Monitorización Electrocardiográfica fetal no invasiva" *Artículo*, 2013.
- [2] Rubén Martín Clemente y Fernando Muñoz Chavero, " Plataforma para la evaluación de algoritmos de detección del electrocardiograma fetal ", *Artículo*, 2013.
- [3] Albano Carrera González, R "Innovaciones en sistemas e interfaces humanomáquina: aplicación a las tecnologías de rehabilitación", Tesis Doctoral, Universidad de Valladolid, 2013.
- [4] Pallàs Areny, R "Adquisición y distribución de señales", Ed. Marcombo-Boixareu, España, 1993.
- [5] Mompín Poblet, J et al. "Introducción a la bioingeniería", Ed. Marcombo-Boixareu, España, 1988.
- [6] Reinaldo Perez, M.R. "Design of medical electronic devices", Ed. Elsevier Science and Technology, United Kingdom, 2002.
- [7] Cook, B.J; Long, J.B; Owens, D "An inexpensive solid state amplifier for measuring bioelectric potentials", Comparative Biochemistry and Physiology Part A: Physiology, Volume 40, Number 1, pp. 385-386, October 1971.
- [8] Cheney, P.D; Kenton, J.D; Thompson, R.W; McKiernan, B.J; Lininger, R.E; Trank, J.W "A lowcost, multi-channel, EMG signal processing amplifier", Journal of Neuroscience Methods, Volume 79, pp. 123-127, January 1998.
- [9] Spinelli, E.M; Pallàs-Areny, R; Mayosky, M.A "AC-coupled front-end for biopotential measurements", IEEE Transactions on Biomedical Engineering, Volume 56, Number 3, pp. 391-395, March 2003.
- [10] Pallàs-Areny, R; Colominas, J; Rosell, J "An improved buffer for bioelectric signals", IEEE Transactions on biomedical engineering, Volume 36, Number 4, pp. 490-493, April 1989.
- [11] Degen, T; Loeliger, T "An improved method to continuously monitor the electrode-skin impedance during bioelectric measurements", Proceedings of the 29th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology (EMBS 2007), pp. 6294-6297, August 2007.

- [12] Van Helleputte, N; Tomasik, J.M; Galjan, W; Mora-Sanchez, A; Schroeder, D; Krautschneider, W.H; Puers, R “A flexible system-on-chip (SoC) for biomedical signal acquisition and processing”, Sensors and Actuators A: Physical, Volume 142, Number 1, Special Issue: Eurosensors XX 20th European conference on Solid-State Transducers-Eurosensors 2006, pp 361-368, March 2008.
- [13] Xiu, L; Li, Z “Low-Power Instrumentation Amplifier IC Design for ECG System Applications”, Procedia Engineering - 2012 International Workshop on Information and Electronics Engineering (IWIEE), Volume 29, pp. 1533-1538, March 2012.
- [14] Coppola, R; Morga, N.T “Multi-channel amplifier system for computedzed topographic EEG analysis”, Electroencephalography and clinical Neurophysiology, Volume 67, pp. 191-193, August 1987.
- [15] Li, H; Xu, S; Yang, P; Chen L “A research and design on surface emg amplifier”, Proceedings of the 2010 International Conference on Measuring Technology and Mechatronics Automation, Volume 1, pp.306-309, March 2010.
- [16] Qi, Y; Wei, L; Wang, H “A Comparison of Instrumentation Amplifiers in Bioelectric Acquisition System”, Proceedings of the 3rd International Conference on Biomedical Engineering and Informatics (BMEI 2010), Volume 4, pp. 1369-1372, October 2010.
- [17] Perreault, E.J; Hunter, I.W; Kearney, R.E “Quantitative analysis of four EMG amplifiers”, Journal of Biomedical Engineering, Volume 15, Number 5, pp. 413-419, September 1993.
- [18] Mesin, L; Merletti, R; Rainoldi, A “Surface EMG: The issue of electrode location”, Journal of Electromyography and Kinesiology, Volume 19, Number 5, pp. 719-726, October 2009.
- [19] Mercer, J.A; Bezodis, N; DeLion, D, Zachry, T; Rubley, M.D “EMG sensor location: Does it influence the ability to detect differences in muscle contraction conditions?”, Journal of Electromyography and Kinesiology, Volume 16, Number 2, pp. 198-204, April 2006.
- [20] Huang, H; Zhou, P; Li, G; Kuiken, T.A “An analysis of EMG electrode configuration for targeted muscle reinnervation based neural machine interface”, IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering, Volume 16, Number 1, pp. 37-45, February 2008.
- [21] Nishihara, K; Kawai, H; Gomi, T; Terajima, M; Chiba, Y “Investigation of optimum electrode locations by using an automatized surface electromyography analysis technique”, IEEE Transactions on

- Biomedical Engineering, Volume 55, Number 2, pp. 636-642, February 2008.
- [22] Beck, T.W; Housh, T.J; Cramer, J.T; Weir, J.P “The effects of interelectrode distance over the innervation zone and normalization on the electromyographic amplitude and mean power frequency versus concentric, eccentric, and isometric torque relationships for the vastus lateralis muscle”, Journal of Electromyography and Kinesiology, Volume 19, Number 2, pp. 219-231, April 2009
- [23] Campanini, I; Merlo, A; Degola, P; Merletti, R; Vezzosi, G; Farina, D “Effect of electrode location on EMG signal envelope in leg muscles during gait”, Journal of Electromyography and Kinesiology, Volume 17, Number 4, pp. 515-526, August 2006.
- [24] Beck, T; Housh, T; Cramer, J; Stout, J; Ryan, E; Herda, T; Costa, P; Defreitas, J “Electrode placement over the innervation zone affects the low-, not the high-frequency portion of the EMG frequency spectrum”, Journal of Electromyography and Kinesiology, Volume 19, Number 4, pp. 660-666, August 2009.
- [25] Besio, W.G; Cao, H; Zhou, P “Application of tripolar concentric electrodes and prefeature selection algorithm for brain-computer interface”, IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering, Volume 16, Number 2, pp. 191-194, April 2008.
- [26] Finsterer, J “Effect of needle-EMG on blood-pressure and heart-rate”, Journal of Electromyography and Kinesiology, Volume 14, Number 2, pp. 283-286, April 2004.
- [27] Cardinalli, D.P “Manual de neurofisiología”, Ed. Díaz de Santos, S.A., España, 1992.
- [28] De la Rosa Steinz, R “Acondicionamiento y procesado en tiempo real de señales biológicas”, Tesis Doctoral, Universidad de Valladolid, 2005.

GLOSARIO

Aliasing: Asociado al procesado de señales, el aliasing es un efecto que provoca solapamientos de señales de diferentes frecuencias en el momento de realizar conversiones analógicodigitales.

CMRR: Razón de rechazo al modo común o, simplemente, rechazo al modo común, del inglés Common Mode Rejection Ratio. En los amplificadores diferenciales es la tendencia que tiene el dispositivo a eliminar, de su salida, las señales de entrada comunes en sus dos terminales. **Convertidor DC-DC:** Dispositivo que transforma corriente continua de una tensión a otra.

DAC: Convertidor digital a analógico, del inglés Digital-to-Analog Converter. Dispositivo que transforma un código digital en una señal analógica. **dB:** Decibelio, unidad logarítmica relativa y adimensional utilizada para expresar relaciones entre diferentes magnitudes.

DSP: Digital Signal Generator Un procesador digital de señales es un tipo de microprocesador especializado, optimizado para aplicaciones que requieren operaciones matemáticas numéricas a muy alta velocidad.

ECGElectrocardiograma. Registro de biopotenciales generados por los músculos del corazón

EEGElectroencefalograma. Registro de los potenciales bioeléctricos generados por la actividad neuronal del cerebro.

EMGElectromiograma. Registro de la actividad eléctrica de los músculos.

EOGElectrooculograma. Registro de la actividad eléctrica del ojo, midiendo las variaciones del potencial córnea-retina.

F, μ F, pF: Faradio, unidad de la capacidad eléctrica en el sistema internacional. Se define como la capacidad de un condensador eléctrico cargado con un culombio y con una diferencia de potencial de un voltio.

Filtro antialising: Filtro paso-bajo utilizado para evitar solapamientos frecuenciales (aliasing) cuando se va a realizar un proceso de muestreo.

G: Ganancia de un determinado dispositivo o etapa electrónica; magnitud que expresa la relación entre la amplitud de una señal de salida respecto a la de la señal de entrada.

Hz, kHz, MHz, mHz: Hercio, unidad de frecuencia del sistema internacional. Se define como la frecuencia de un fenómeno cuyo periodo es de un segundo. Se utilizan los múltiplos y submúltiplos del sistema

internacional: kilohercio (kHz, 103 Hz), megahercio (MHz, 106 Hz) y milihercio (mHz, 10-3 Hz).

ISO: International Organization for Standardization

Ω , $k\Omega$, $M\Omega$: Ohmio, unidad de resistencia eléctrica en el sistema internacional. Se define como la resistencia eléctrica que da paso a una corriente de un amperio cuando entre sus extremos existe una diferencia de potencial de un voltio. Se utilizan los múltiplos del sistema internacional: kiloohmio ($k\Omega$, 103 Ω) y megaohmio ($M\Omega$, 106 Ω).

PCB: Placa de circuito impreso, del inglés Printed Circuit Board. Es una superficie que incorpora pistas de material conductor sobre un soporte no conductor, su funcionalidad es la interconexión de diferentes dispositivos soldados sobre ella.

UN: Una Norma Española

