



UNIVERSITAT  
POLITÈCNICA  
DE VALÈNCIA



DEPARTAMENTO  
DE INGENIERÍA  
ELECTRÓNICA

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA

Dpto. de Ingeniería Electrónica

Diseño y desarrollo de un sistema de monitorización de la corriente de radiofrecuencia administrada por un electrocoagulador e interface en tiempo real con el usuario clínico.

Trabajo Fin de Máster

Máster Universitario en Ingeniería de Sistemas Electrónicos

AUTOR/A: Caro Hernández, Carlos

Tutor/a: Berjano Zanón, Enrique

CURSO ACADÉMICO: 2023/2024

**Resumen:** El objetivo del TFM es el diseño y desarrollo de un sistema electrónico capaz de 1) monitorizar la corriente de radiofrecuencia (RF) administrada en cada instante al tejido biológico por un electrocoagulador empleado en resecciones quirúrgicas, y 2) procesar la información e integrarla en la imagen de la cámara intraoperatoria con objeto de proporcionar al operador información directa y útil sobre la calidad de la aplicación.

La corriente de RF será medida mediante una sonda de corriente basada en transformador, y posteriormente procesada de forma analógica para detectar una señal de baja frecuencia relacionada con su valor eficaz o de pico (envolvente). La señal analógica será entonces digitalizada y procesada con objeto de mostrar al operador información sobre la calidad de la aplicación de la potencia de RF. Se analizarán y clasificarán diferentes patrones de aplicación observados durante la práctica quirúrgica según los diferentes niveles de potencia programados por el generador de RF, su nivel de intermitencia, y su valor absoluto. La interface por desarrollar debe ser lo suficientemente visual e intuitivo para que el operador tome decisiones en tiempo real sobre el uso del electrocoagulador.

**Palabras clave:** Monitorización de corriente; radiofrecuencia; electrocoagulador; detector de envolvente.

**Summary:** The objective of the master's Thesis is the design and development of an electronic system capable of 1) monitoring the radiofrequency (RF) current administered at each moment to biological tissue by an electrocautery device used in surgical resections, and 2) processing the information and integrating it into the image from the intraoperative camera to provide the operator with direct and useful information about the quality of the application.

The RF current will be measured using a current probe based on a transformer and then processed in an analog manner to detect a low-frequency signal related to its effective or peak value (envelope). The analog signal will then be digitized and processed to display information to the operator about the quality of the RF power application. Different application patterns observed during surgical practice will be analyzed and classified according to the different power levels programmed by the RF generator, their level of intermittency, and their absolute value. The interface to be developed must be sufficiently visual and intuitive for the operator to make real-time decisions regarding the use of the electrocautery device.

**Keywords:** Current monitoring; radiofrequency; electrocautery device; envelope detector.

**Resum:** L'objectiu del Treball Final de Màster (TFM) és el disseny i desenvolupament d'un sistema electrònic capaç de 1) monitoritzar el corrent de radiofreqüència (RF) administrat a cada moment al teixit biològic per un electrocoagulador emprat en reseccions quirúrgiques, i 2) processar la informació i integrar-la en la imatge de la càmera intraoperatòria amb l'objectiu de proporcionar a l'operador informació directa i útil sobre la qualitat de l'aplicació.

El corrent de RF serà mesurat mitjançant una sonda de corrent basada en transformador, i posteriorment processat de manera analògica per a detectar un senyal de baixa freqüència relacionada amb el seu valor eficaç o de pic (envoltant). El senyal analògic serà llavors digitalitzat i processat amb l'objectiu de mostrar a l'operador informació sobre la qualitat de l'aplicació de la potència de RF. Es analitzaran i classificaran diferents patrons d'aplicació observats durant la pràctica quirúrgica segons els diferents nivells de potència programats pel generador de RF, el seu nivell d'intermitència, i el seu valor absolut. La interfície per a desenvolupar ha de ser prou visual i intuïtiva perquè l'operador prengui decisions en temps real sobre l'ús de l'electrocoagulador.

**Paraules clau:** Monitorització de corrent; radiofreqüència; electrocoagulador; detector d'envolvent.

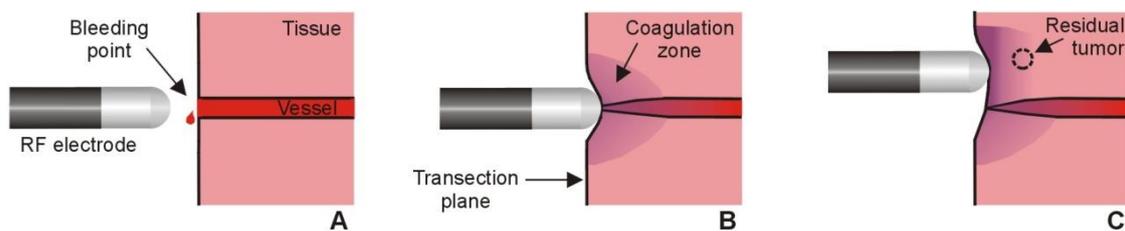
## ÍNDICE

<b>1. Introducción</b>	<b>5-6</b>
<b>2. Objetivo</b>	<b>6</b>
<b>3. Descripción de la solución</b>	<b>7-36</b>
<b>3.1 Diagrama de bloques</b>	<b>7</b>
<b>3.2 Sensor de corriente</b>	<b>7-9</b>
<b>3.3 Detector de envolvente</b>	<b>9-19</b>
<b>3.4 Filtro paso-bajo</b>	<b>19-27</b>
<b>3.5 Adquisición de datos y digitalización</b>	<b>27-28</b>
<b>3.6 Instrumento virtual</b>	<b>28-34</b>
<b>3.7 Diseño preliminar de la PCB</b>	<b>35-39</b>
<b>4. Presentación de resultados</b>	<b>40-44</b>
<b>5. Conclusiones</b>	<b>44-45</b>
<b>6. Limitaciones y trabajo futuro</b>	<b>45-47</b>
<b>7. Referencias</b>	<b>48</b>

# 1. Introducción

La corriente de radiofrecuencia (RF) se emplea en el ámbito quirúrgico para coagular vasos sanguíneos en el plano de transección, y también, cuando la cirugía implica la extirpación de un tumor, para lograr quemar el tejido remanente y así destruir posibles pequeños tumores que han quedado de forma residual en el órgano operado. Esta corriente de RF suele tener forma de onda senoidal de 500 kHz de frecuencia. Es importante destacar que esta corriente eléctrica no provoca estimulación eléctrica ni en nervios ni en músculos, sino que solo produce calentamiento por efecto Joule debido a la agitación iónica del agua que hay en los tejidos biológicos.

Los generadores de RF trabajan la mayoría de las veces aplicando voltaje constante, de tal modo que la corriente eléctrica realmente administrada depende de la resistencia del tejido (la componente reactiva es insignificante, por lo que tensión y corriente están en fase). El paso de más o menos cantidad de corriente de RF determina el efecto térmico sobre el tejido biológico. La aplicación de la corriente de RF en el punto en cuestión se hace mediante un electrodo (aplicador) que maneja el cirujano con la mano, mientras que la corriente de cierra a través de un electrodo dispersivo situado sobre la piel del paciente (espalda o muslo). La Figura 1 muestra cómo funciona un electrodo aplicador sobre un plano de transección en el que se produce un punto de sangrado debido a la existencia de un vaso sanguíneo que ha sido diseccionado.



**Figura 1.** Funcionamiento del electrodo de RF (tomada de [1]). **A:** El electrodo aplicador se aproxima al punto de sangrado. **B:** La aplicación de corriente de RF induce calor localizado en la zona reduciendo el sangrado y creando una zona de tejido muerto (zona de coagulación). **C:** Esta zona de coagulación, si es suficientemente profunda, puede afectar también a microtumores residuales, minimizando el riesgo de que el cáncer se vuelva a reproducir.

Hay actualmente disponibles en el mercado diferentes modelos de electrodos para coagulación de tejidos por RF durante cirugía. Algunos de ellos emplean un sistema de refrigeración interna basado en un líquido que recircula en su interior con ayuda de una bomba peristáltica. Esta refrigeración evacua el calor generado en la zona de contacto con el tejido biológico, evitando que el tejido destruido se adhiera al tejido formando una cubierta de alta resistividad eléctrica que impediría seguir administrando más corriente de RF y lograr el efecto quirúrgico deseado [2].

Es una práctica habitual que una vez el plano de transección ha sido totalmente coagulado para evitar puntos de sangrado (ver Fig. 1B), se siga aplicando corriente de RF con el objetivo de aumentar la profundidad de la zona de coagulación y destruir posibles microtumores residuales (ver Fig. 1C). Durante esta segunda aplicación es habitual que el cirujano aplique la corriente de RF “a ciegas”, pues la zona de tejido suele estar fuertemente desecada, por lo que la corriente se reduce casi a cero. Sin

embargo, el cirujano tiene la falsa sensación de que la aplicación está siendo efectiva pues observa burbujeo en la superficie del tejido, lo cual suele deberse a la simple ebullición del líquido o sangre residual que queda sobre la superficie, pero no al hecho de que la zona de coagulación esté aumentando en profundidad, como es lo deseado.

Por esta razón, es muy importante que el/la cirujano/a sepa en todo momento, al menos semicuantitativamente, qué cantidad de corriente de RF está aplicando al tejido. A pesar de que algunos generadores de RF pueden ofrecer en un pequeño display el valor aproximado de la corriente eficaz de RF aplicada, el cirujano tiene sus ojos en el campo quirúrgico, y raramente dedica tiempo a observar esta información. Es en este contexto donde surge la necesidad de una solución técnica que ofrezca esta información al cirujano de forma sencilla e integrada en la propia pantalla en la que este observa la zona tratada, ya que en la mayoría de los casos se trata de procedimientos quirúrgicos por vía laparoscópica, donde se han hecho pequeñas incisiones en el torso del paciente y una cámara registra el interior y lo ofrece en una gran pantalla.

## **2. Objetivo**

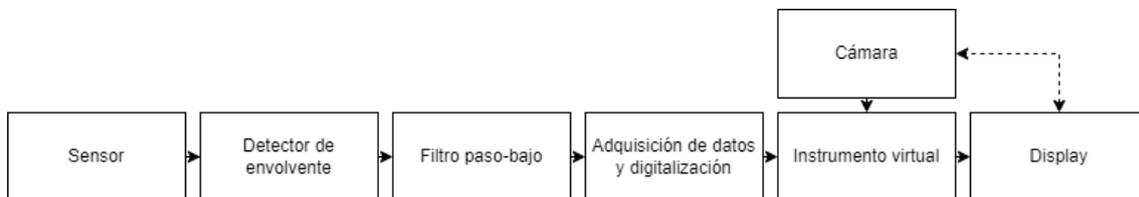
El objetivo del TFM es el diseño y desarrollo de un sistema electrónico capaz de 1) monitorizar la corriente de radiofrecuencia (RF) administrada en cada instante al tejido biológico por un electrocoagulador empleado en resecciones quirúrgicas, y 2) procesar la información con objeto de proporcionar al operador (cirujano/a) información directa y útil sobre la calidad de la aplicación.

### 3. Descripción de la solución

#### 3.1 Diagrama de bloques

La corriente de RF ha sido medida mediante una sonda de corriente basada en transformador, y posteriormente procesada de forma analógica para detectar una señal de baja frecuencia relacionada con el valor eficaz o de pico (envolvente) de la señal de RF. La señal analógica es entonces digitalizada y procesada con objeto de mostrar al operador información sobre la calidad de la aplicación de la corriente de RF. El procesamiento implica establecer rangos de corriente de RF adecuados e identificar patrones de comportamiento de la RF que sugiera la eficacia de la aplicación de RF, por ejemplo, basados en su valor absoluto en cada instante, su nivel de intermitencia, o su tendencia durante pocos segundos. La interface con el usuario es visual e intuitiva con objeto de que el operador tome decisiones en tiempo real sobre el uso del electrocoagulador.

La solución técnica combina una parte de procesamiento analógico y otra de procesamiento digital, y es mostrada en la Figura 2.



**Figura 2.** Diagrama de bloques de la solución técnica propuesta.

En concreto, la sonda de corriente se utiliza para medir la corriente que circula por el cable que va hacia el aplicador (se podría igualmente valorar la corriente de retorno por el electrodo de retorno). Esta sonda convierte la corriente en una señal de tensión, la cual pasa a través de un detector de envolvente, también llamado detector de pico o demodulador AM. Luego esta señal es filtrada paso-bajo para eliminar el ruido previo a la digitalización. Posteriormente un microcontrolador Arduino adquiere la señal y la digitaliza para enviar las muestras de tensión por el puerto serie a un instrumento virtual (IV) para su procesamiento. También a este IV se envía la imagen que recoja una cámara. El panel frontal del IV mostrará la corriente aplicada sobre la imagen de la cámara.

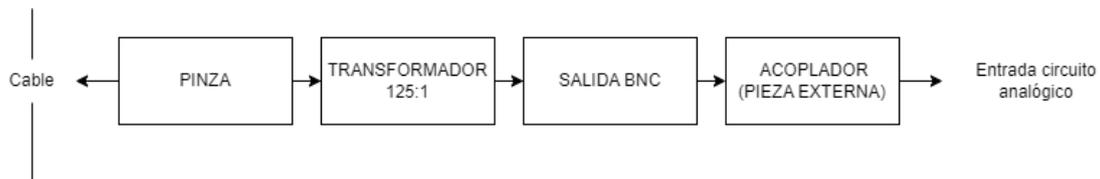
#### 3.2 Sensor de corriente

En el contexto de un primer prototipo se ha elegido emplear una sonda de corriente de alta frecuencia modelo P6021 de Tektronix (Oregon, EEUU) (ver Figura 3). Es una sonda pasiva con una sensibilidad seleccionable de 2 mA/mV y 10 mA/mV, que tiene un conector BNC para conectarse a la entrada de un osciloscopio con impedancia de entrada de 1 MΩ [3].



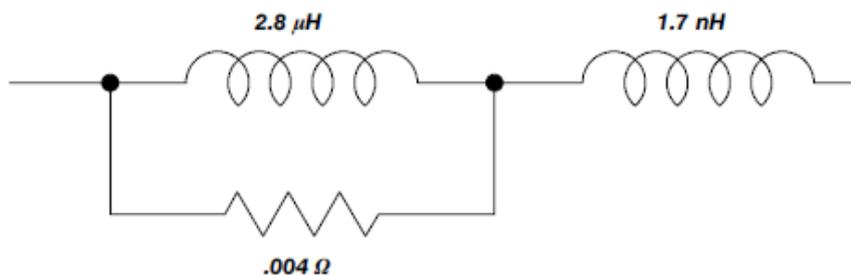
**Figura 3.** Sonda de corriente empleada para el estudio (obtenida de [4]).

Se eligió un valor de sensibilidad de 2 mA/mV. Internamente se compone de un transformador de corriente con relación 125:1, una red de adaptación de impedancia y un interruptor interno para desconectar la pantalla del transformador de tierra. También tiene una terminación que es una red de adaptación de impedancia para el cable coaxial y un divisor de tensión para cambiar la sensibilidad. Para usarla, se debe asegurar que el *clamp* rodea por completo el cable del que se desea medir la corriente. Esta corriente induce una tensión por efecto de la ley de Faraday en la sonda. Dependiendo de la sensibilidad elegida, la tensión será mayor o menor. La señal medida se puede representar en el osciloscopio gracias al conector BNC. Además, con una pieza en T a modo de acoplador, se puede llevar al mismo tiempo al circuito para ser procesada. A continuación, en la Figura 4, un diagrama de bloques que resume cómo es la sonda P6021.



**Figura 4.** Diagrama de bloques de la sonda de corriente empleada.

Insertar la sonda de corriente en el circuito supone una carga en serie de 9.34 mΩ para una frecuencia de 500 kHz, cuyo esquemático lo proporciona el propio fabricante como se puede ver en la Figura 5.



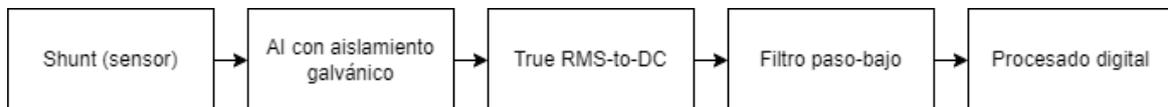
**Figura 5.** Circuito de la carga en serie de la sonda de corriente (extraído de [3]).

Los generadores de RF para cirugía raramente superan los 2 A de corriente eficaz, por lo que se espera un rango de tensiones analógicas entre 0 y 1 V teóricos. Para establecer estos rangos se probaron dos generadores de RF comercialmente disponibles: Apeipower® de Vecmedical (Barcelona, España) y CC-1 Cosman

Coagulator System de Radionics (Dublín, Irlanda), y se observó que proporcionaban valores por debajo de 2 A para impedancias de carga entre 50 y 100  $\Omega$ , que son valores habituales en la práctica quirúrgica.

La sonda empleada tiene un precio elevado (alrededor de los 2.500 euros), además de ser realmente un accesorio que trabaja en conjunción con un osciloscopio. No es por lo tanto un componente a ser integrado en un producto electrónico. Como alternativa, se podría utilizar un monitor de corriente de amplio ancho de banda. Cumpliría la misma función que la sonda P6021 pero se podría integrar en una PCB. Es importante que cubra el ancho de banda que se requiere y que no sea demasiado grande ni pesado. Por ejemplo, el monitor de corriente modelo DS50UB-1V de Danisense (Taastrup, Dinamarca) tiene un ancho de banda mínimo de 500 kHz, y mide 121.4 mm de largo y 107.5 mm de alto. Necesita alimentación de  $\pm 15$  V y supera con creces la corriente que se necesita medir. Además tiene una salida BNC [5].

Otra alternativa sería medir la corriente mediante una resistencia tipo shunt. Se trata de una resistencia de pequeño valor (por ejemplo 1  $\Omega$ ), por lo que apenas altera el circuito objeto de medida. Es capaz de disipar varios vatios de potencia. Entonces se mediría la tensión en extremos de dicha resistencia y por la ley de Ohm se calcularía la corriente que circula. Sin embargo, no se puso en marcha esta solución en este TFM por varios motivos. El primero es que se necesitaría abrir el circuito, conectando la resistencia entre el segmento que viene del generador de RF y el que saldría al circuito de procesado. También haría falta un amplificador diferencial aislado del resto del circuito de procesado para evitar posibles subidas de tensión que puedan dañarlo. Sin embargo, se propone en la Figura 6, un diagrama de bloques a esta alternativa simplificando la parte del procesado digital a un solo bloque.



**Figura 6.** Diagrama de bloques de la alternativa simplificado.

### 3.3. Detector de envolvente

Una vez la señal de corriente ya ha sido convertida a tensión, es necesaria la detección de su envolvente con objeto de tener una señal de baja frecuencia que represente la cantidad de corriente (valor de pico o valor eficaz). La primera solución que se ensayó fue un rectificador de precisión de doble onda junto con un detector de envolvente. Se montó el circuito de la Figura 7 basado en un amplificador operacional (AO) de alta velocidad modelo THS4031IDGN de Texas Instruments (Dallas, Texas, EEUU). Se muestra el diseño del esquemático inicial que contenía el rectificador de doble onda y el detector de envolvente.

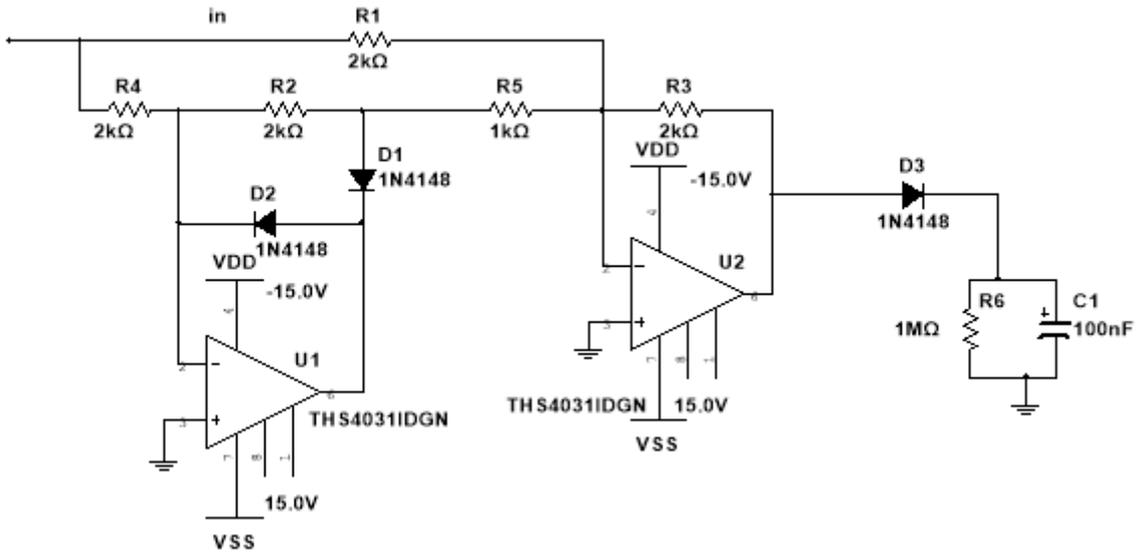


Figura 7. Esquemático provisional del rectificador de doble onda y el detector de pico.

Se desea obtener el valor eficaz de la señal medida por la sonda de corriente. La primera etapa en el sistema es un rectificador de precisión activo de onda completa con dos AOs los cuales deben ser lo bastante rápidos ya que la señal que se va a procesar tiene una frecuencia de 500 kHz. El parámetro crítico en este caso es el *slew rate* (SR) del propio AO, que es de 100 V/μs. La primera subetapa es un rectificador de media onda con dos diodos 1N4148 y un THS4031IDGN. La segunda subetapa se trata de un sumador inverso ponderado que coge la señal que sale del rectificador y la de entrada. Utiliza otro AO del mismo modelo. Uno de los factores determinantes a la hora de elegir los diodos ha sido el tiempo recuperación inversa. Se eligió de los más rápidos (valores de 8 ns para  $I_F=10$  mA) que hay pero sigue habiendo parte de la señal que toma valores negativos durante unas decenas de nanosegundos en la simulación. La alimentación es de ±15 V.

Posteriormente, el sistema tiene un detector de envolvente. Este circuito es lo que comúnmente se conoce como demodulador AM. Consta de un diodo en serie con un condensador y una resistencia en paralelo. El diodo asegura que la corriente fluya en un solo sentido. A través de este se carga el condensador. Cuando la tensión entre extremos del diodo disminuye, el condensador se descarga a través de la resistencia [6]. Se puede obtener la constante de tiempo ( $\tau$ ) para saber cuánto tardará en descargarse el condensador (C) y así elegir su valor y el de la resistencia (R) de la siguiente manera:

$$\tau = R \cdot C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{f_c \cdot f_m}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{500000 \cdot 10}} = 71.18 \mu s$$

donde  $f_c$  es la frecuencia de la portadora y  $f_m$  es la frecuencia moduladora. Si asumimos un valor de 1 nF para C, se puede obtener un valor de R:

$$R = \frac{71.18 \cdot 10^{-6}}{10^{-9}} = 71.18 \text{ k}\Omega \rightarrow 68 \text{ k}\Omega$$

Con estos valores de R y C, la constante de tiempo es de 68 μs.

No obstante, por experimentación se observó que las caídas de tensión del máximo de tensión hasta 0 V podían tardar 100 ms en producirse. Durante la simulación llevada a cabo con el programa Multisim (NI, Austin, TX, EEUU), se comprobó que era también adecuada una constante de tiempo de 100 ms, por lo que el diseño de R y C finalmente se hizo para este valor. Ambos valores son válidos desde el punto de vista teórico del primero y del experimental del segundo.

Evitando valores demasiado grandes para el condensador, se escogió  $C = 100 \text{ nF}$ , por lo que la resistencia se calculó como:

$$R = \frac{100 \cdot 10^{-3}}{100 \cdot 10^{-9}} = 1 \text{ M}\Omega$$

Se simuló el circuito con el programa Multisim para ver cómo se muestra la señal demodulada en amplitud. Para ello, se diseñó un circuito modulador AM a partir de un AO THS4031IDGN de Texas Instruments como buffer (ver Figura 7). A la entrada del terminal no inversor se conectó un potenciómetro de  $1 \text{ k}\Omega$ . La señal de entrada fue una fuente de tensión senoidal de 500 kHz y 2 V de amplitud de pico. A la salida de este se conectó el rectificador de doble onda de precisión. Tras este se incluyó un seguidor de tensión (*buffer*) y finalmente el demodulador AM. A la salida se conectó un osciloscopio virtual para ver el resultado mediante una simulación interactiva, en concreto comprobar cómo cambia la señal de salida cuando se desliza el cursor del potenciómetro y su envolvente.

Para diferentes valores de resistencia y condensador se simuló el circuito para cumplir con la constante de tiempo de 100 ms. Manteniendo dicho valor subiendo en una orden de magnitud uno y bajando el otro, se comprobó que el funcionamiento era el esperado.

La Figura 8 muestra la simulación hecha para el circuito de la Figura 7 con una resistencia de valor  $1 \text{ M}\Omega$  y un condensador de valor  $100 \text{ nF}$  en el detector de pico. La Figura 9 muestra el resultado cuando se disminuye la resistencia y se aumenta el condensador en un orden de magnitud por  $100 \text{ k}\Omega$  y  $1 \text{ }\mu\text{F}$ . Aunque la respuesta de la envolvente está prácticamente igual para la misma amplitud de entrada, entre ambas opciones, se escogió la de la Figura 8. El motivo es tener un valor menor de condensador, ya que en un filtro, los condensadores no pueden ser electrolíticos y  $1 \text{ }\mu\text{F}$  es demasiado grande para los no polarizados.

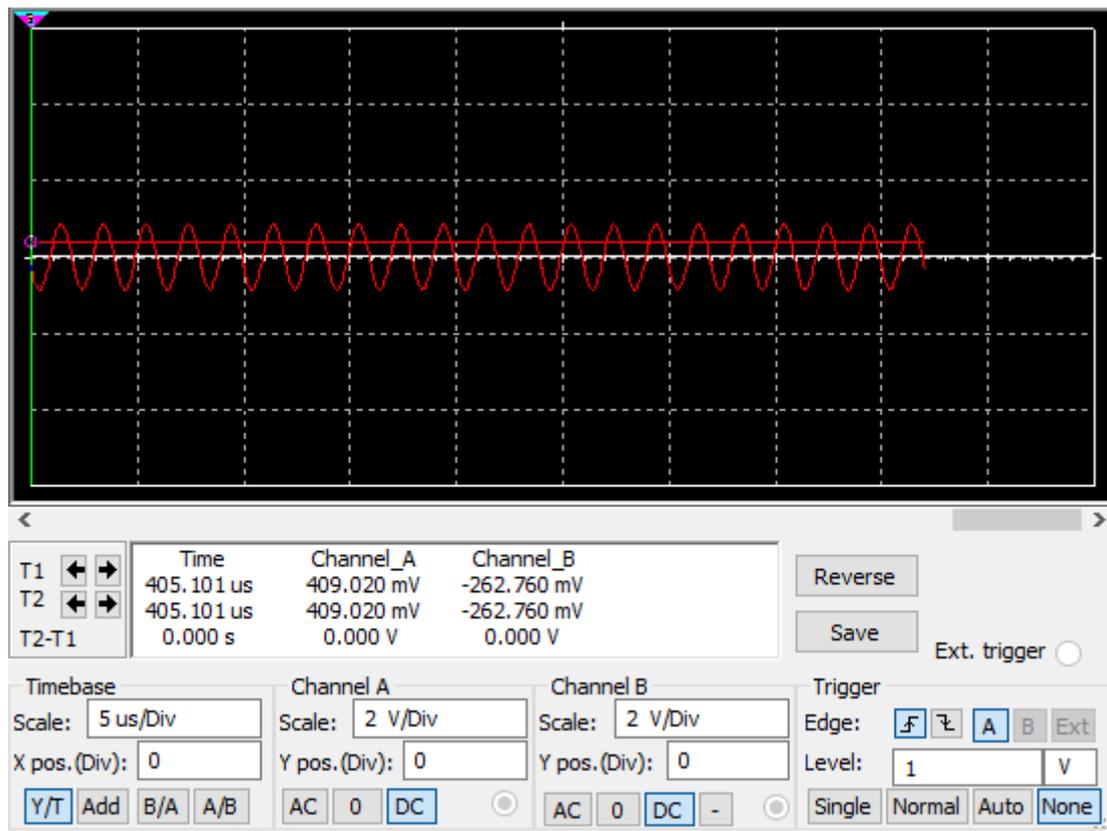


Figura 8. Osciloscopio para la simulación con  $R=1\text{ M}\Omega$  y  $C=100\text{ nF}$

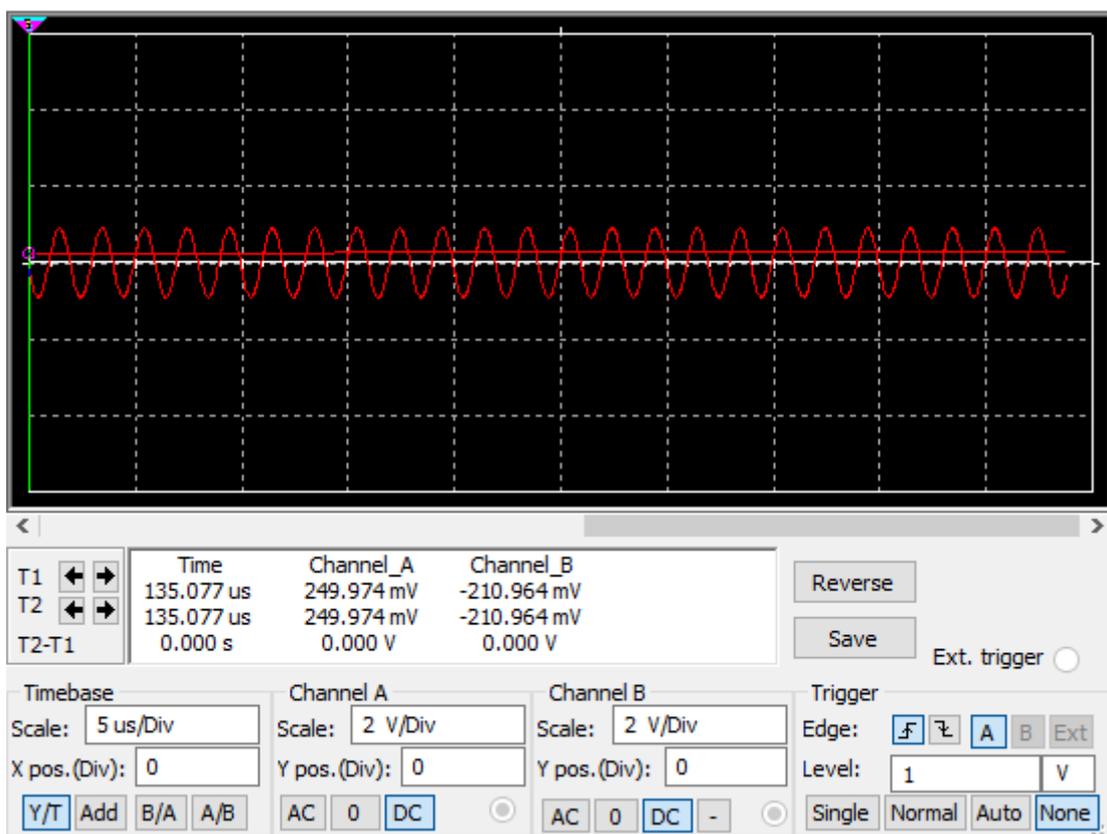


Figura 9. Osciloscopio para la simulación con  $R = 100\text{ k}\Omega$  y  $C = 1\text{ }\mu\text{F}$ .

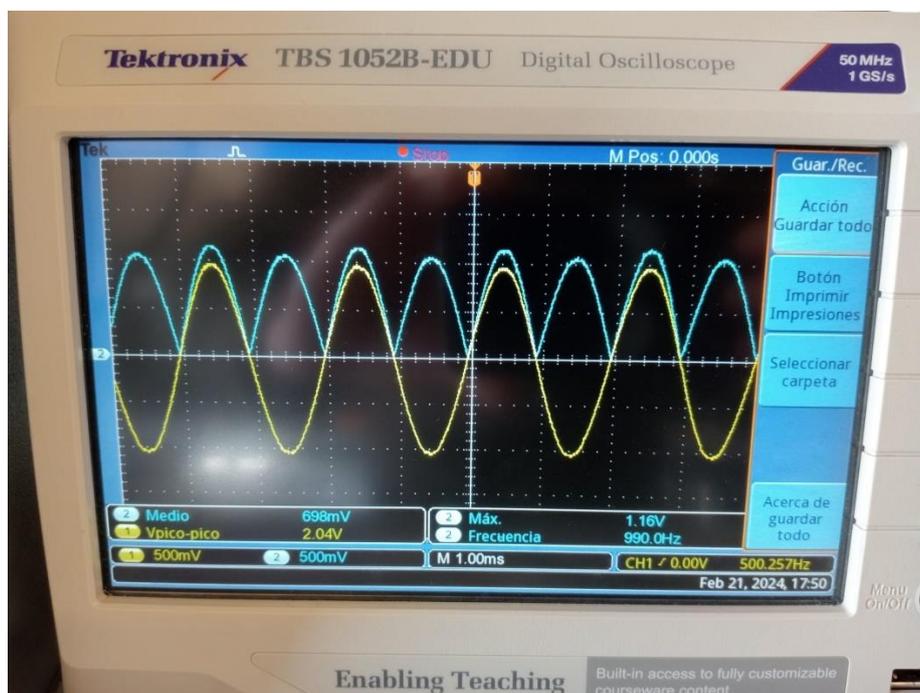
Tras las simulaciones, se procedió al montaje del circuito sobre una protoboard de rectificador más detector de pico. Se probó primero con una señal de entrada de 500 Hz generada con el generador de funciones *2 MHz pulse-function generator GF-232* de Promax (L'Hospitalet de Llobregat, España). Se utilizó el TL081 de Texas Instruments (Dallas, TX, EEUU) alimentado con tensión simétrica de 15 V con la fuente FAC-363 de Promax (ver Figura 10).



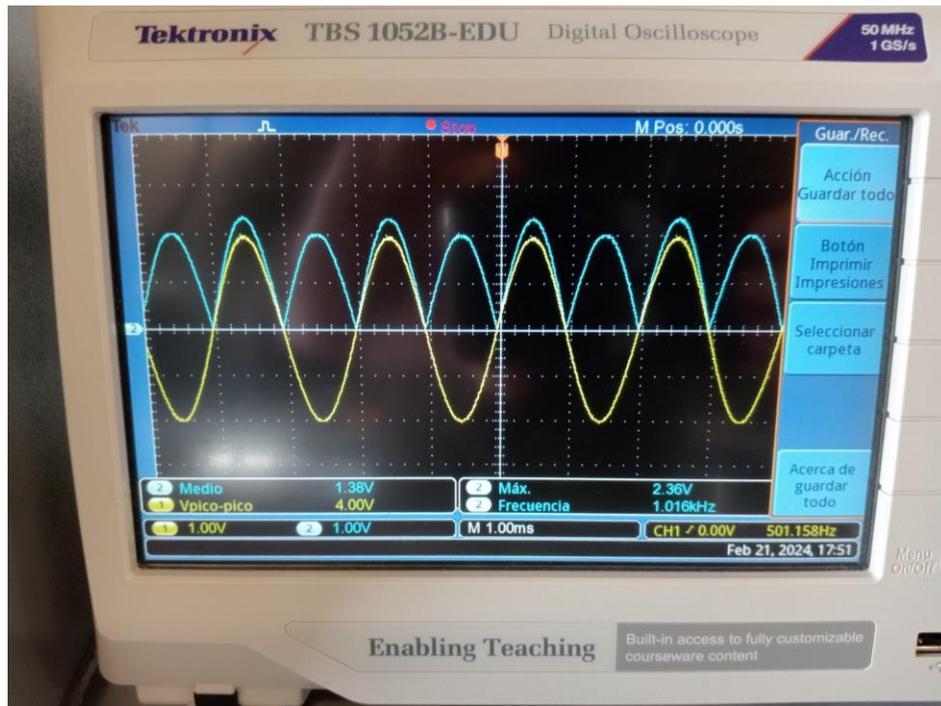
**Figura 10.** Banco de pruebas con el osciloscopio, generador de funciones y fuente empleados

Dado que el generador de funciones no permite modular en amplitud, se probó para diferentes amplitudes la representación en osciloscopio TBS 1052B-EDU de Tektronix.

Las Figuras 11 y 12 muestran los resultados del experimento. En concreto la Figura 11 muestra para 2 V pico-pico de entrada (amarilla) cómo responde la tensión de salida rectificadora (azul). Para la Figura 12, la entrada es de 4 V pico-pico. En esta fase no se había montado aún el detector de pico, ya que la intención era comprobar el funcionamiento del rectificador.

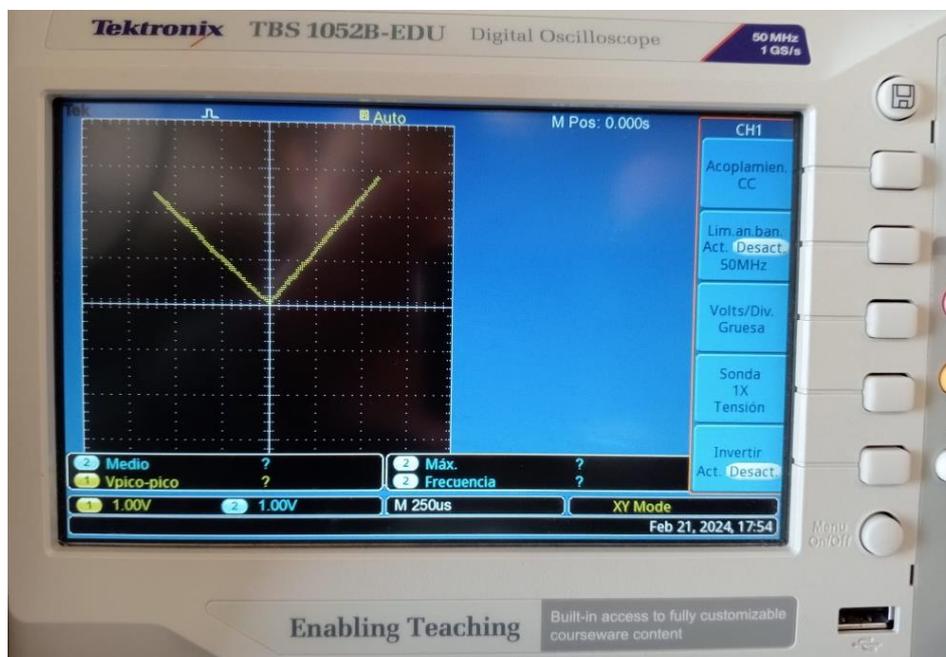


**Figura 11.** Imagen de osciloscopio del circuito anterior con señal de entrada de 2 V pico-pico.



**Figura 12.** Imagen de osciloscopio del circuito anterior con señal de entrada de 4 V pico-pico.

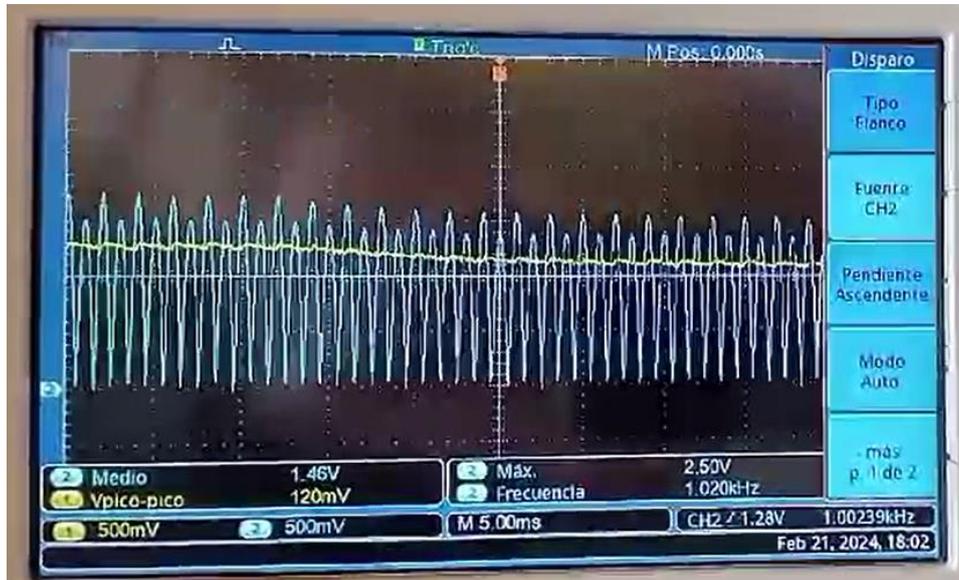
La rectificación no simétrica para los ciclos positivos y negativos: la tensión de salida es ligeramente superior en los ciclos positivos al valor de entrada. Para los ciclos negativos, la amplitud sí coincide. Probablemente, esto se deba a un desajuste en los valores reales de las resistencias empleadas para el montaje. Se puede ver en la Figura 13 la función de transferencia obtenida por el osciloscopio en modo XY.



**Figura 13.** Imagen de osciloscopio de la función de transferencia del circuito de la Fig. 6.

En la Figura 14, se muestra la señal rectificada y la envolvente. En este caso, la frecuencia de entrada es 500 kHz pero con los AO TL081, que a pesar de no rectificar

todo lo bien que podrían, la salida cae por debajo de los picos de los ciclos negativos, que son los que coinciden con la senoidal de entrada.



**Figura 14.** Entrada (azul) y salida (amarillo) del rectificador más el detector de pico.

Escaneando el código QR de la Figura 15, se puede ver un vídeo en YouTube sobre en acción el seguimiento de la envolvente al cambiar la amplitud de la entrada.

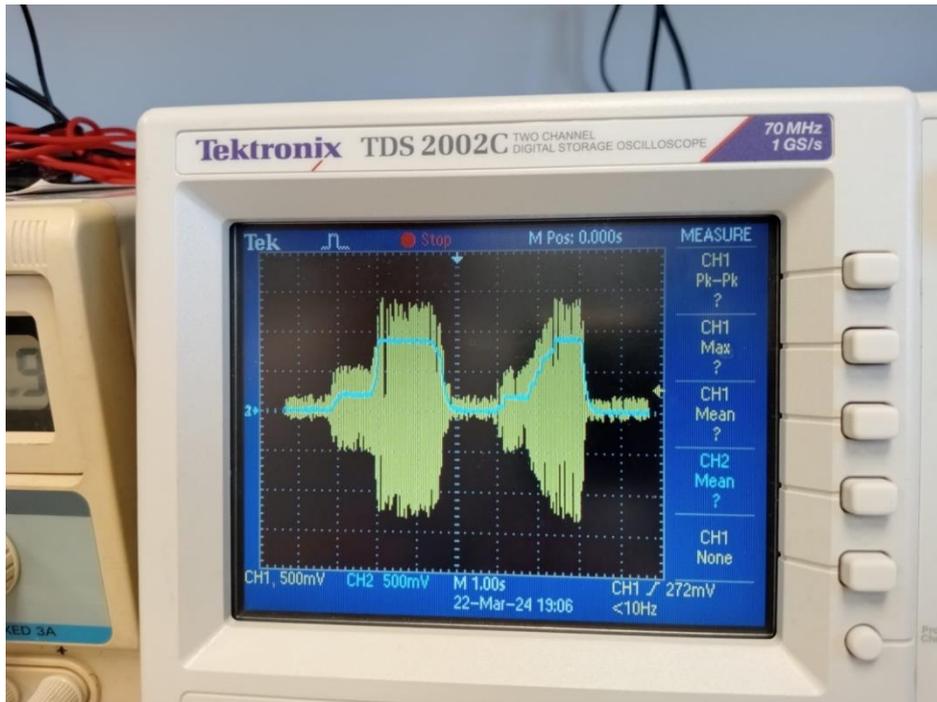


**Figura 15.** Vídeo de la demo para 500 kHz del detector de pico.

Luego se sustituyeron los AO por unos de alta frecuencia siguiendo el diseño de Multisim, ya que lo que se comprobó primero era que el demodulador AM funcionaba en baja frecuencia. Los resultados fueron en la línea de los que se obtuvieron con 500 Hz, aunque con una ventaja y un inconveniente. La ventaja es que ahora se obtiene una onda que se asemeja más a una envolvente y no al valor eficaz. Sin embargo, al tratarse de alta frecuencia, también es más susceptible de interferencias, por lo que ha sido requerido hacer un diseño más cauteloso de los caminos de los conductores sobre la protoboard y aun así mucho ruido se ha acoplado.

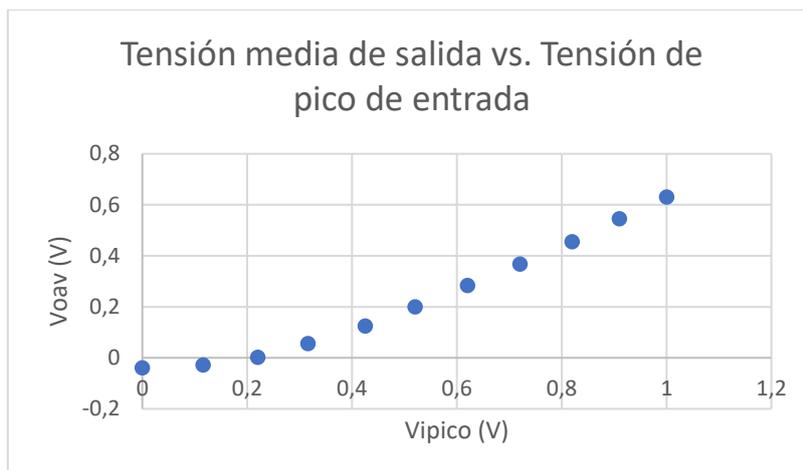
Antes de pasar a la siguiente fase del diseño, se vio cómo se obtenía un offset de aproximadamente 0.5 V a la salida del detector de pico. Un offset que en la simulación

en Multisim era de solamente 6 mV, probablemente porque el modelo SPICE del AO no es tan preciso como los AO reales. Ante esto, se decidió eliminar el rectificador de doble onda que podría tener poco impacto en la salida del circuito. No se obtendría una envolvente, iría más bien por debajo de los picos o por encima de ellos dependiendo de la amplitud de entrada. Más adelante se verá esta relación. La Figura 16 muestra un barrido de 1 s en el osciloscopio. En ella se observa la señal de entrada y de salida del detector de pico cambiando la amplitud de la señal con un generador de funciones a 500 kHz. Se puede apreciar lo que se comenta sobre cómo no sigue la envolvente a la entrada, esto se debe a la caída de tensión del diodo y su dependencia de la corriente que fluye a través de él, además de la ausencia del rectificador.



**Figura 16.** Barrido a 1 s de osciloscopio con la señal de entrada del detector de pico (amarillo) y la de salida del mismo (azul).

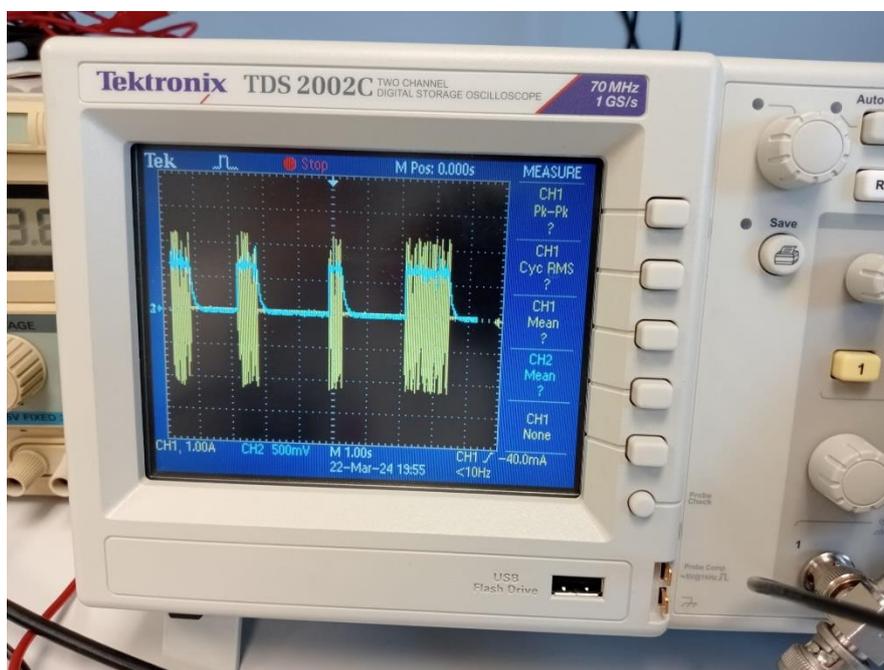
Se caracterizó también el detector de pico para ver la respuesta de su tensión de salida cuando varía la de entrada (ver Figura 17). Se ha aplicado con el generador de funciones estándar de baja frecuencia diferentes tensiones a la entrada y se ha medido la tensión media de salida que se obtenía al final del detector de pico.



**Figura 17.** Gráfica de la tensión media de salida (Voav) vs. la tensión de pico de entrada (Vipico).

Debido a la presencia del diodo, la respuesta no es lineal y además tiene un offset negativo. Para valores por debajo de 0.2 V de pico, la tensión de salida es negativa. Esto más adelante se verá que es un problema irrelevante para la solución final pero que será arrastrado hasta la última fase del diseño.

Posteriormente, se hicieron pruebas con una carga de 100  $\Omega$  (y luego de 50  $\Omega$ ) y el generador de RF de Apeiron Medical. En la Figura 18, se observa la señal de entrada de corriente medida por la sonda P6021 y la de salida de tensión del detector de pico en un barrido de 1 s de osciloscopio.

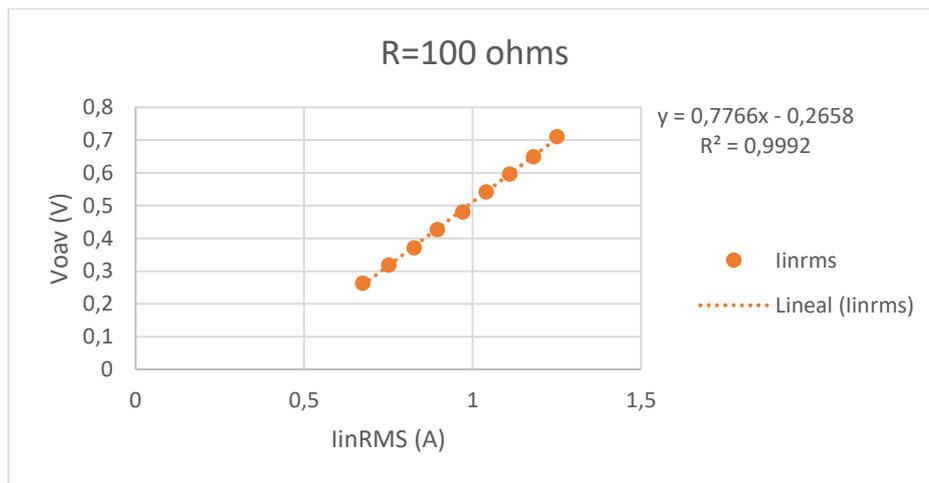


**Figura 18.** Barrido de 1 s de osciloscopio con carga de 100  $\Omega$  donde se ve la señal de entrada de corriente (amarillo) y la de salida del detector de pico de tensión (azul) a 500 kHz.

Como se ve en la Figura 18, aplicando corriente, la envolvente sigue por debajo de la entrada. Sin embargo, en el momento en que se corta el suministro, cae rápidamente a 0. Por lo que el detector de pico funciona como se ha explicado antes: para 2 A, la tensión de salida es algo menor que 1 V. Es importante recordar que anteriormente

con el rectificador se obtenía un offset y nunca llegaba a 0 la salida, por lo que esta opción es mejor, resuelve ese problema pero tiene el inconveniente de no seguir correctamente los picos.

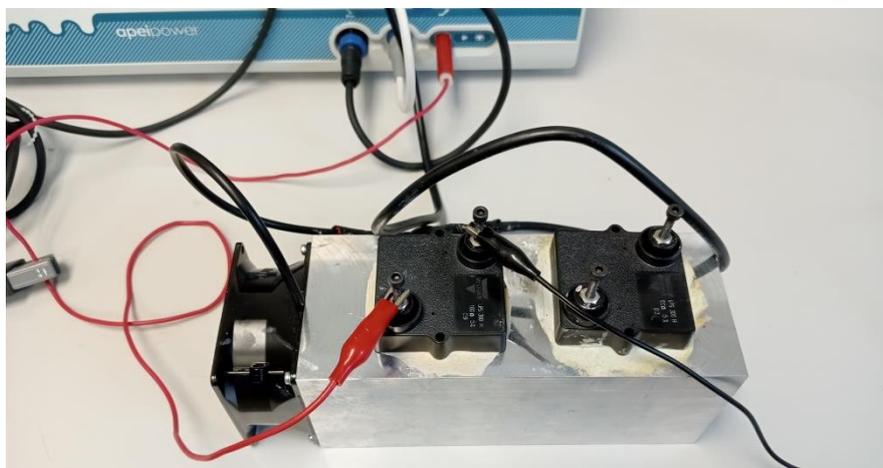
Para comprobar la relación que hay entre la corriente eficaz de entrada y la tensión de salida de la sonda y que es lineal, se midió para diferentes valores de corriente eficaz (los 9 niveles que ofrece el generador de Apeiron Medical), la tensión media de salida que se obtenía midiendo en el osciloscopio. En la Figura 19, se observa la gráfica con su ecuación de la tensión media de salida con respecto a la corriente eficaz que entra en el circuito con una carga de 100  $\Omega$  conectada.



**Figura 19.** Gráfica de tensión media de salida frente a corriente de entrada eficaz para una carga de 100  $\Omega$ .

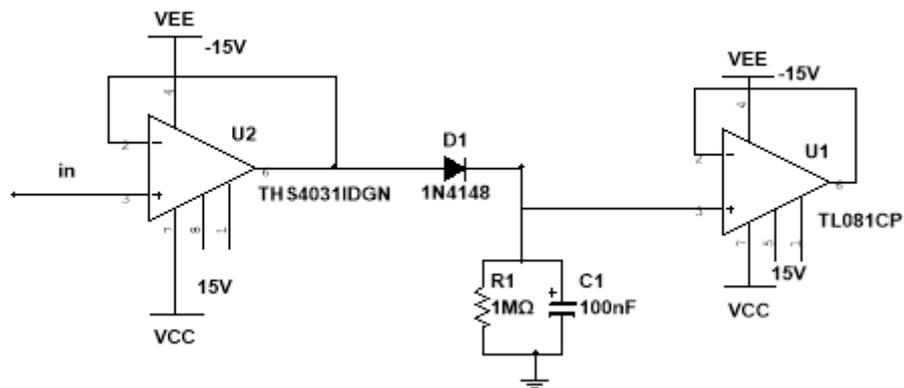
En la ecuación vemos que la pendiente es 0.7766, lo que indica que hay una relación real de 0.7766 V/A y no de 0.5 V/A que indicaba la sonda de corriente. Es importante este valor para calcular la ganancia requerida para el filtro paso-bajo del que se hablará en el siguiente apartado.

En la Figura 20, se puede ver cómo es la carga de 100  $\Omega$  que se utiliza. Consume una potencia de 100 W.



**Figura 20.** Carga de potencia de 100  $\Omega$  empleada en los experimentos.

El diseño definitivo de esta parte en Multisim se puede ver en la Figura 21. Finalmente se compone del diodo 1N4148, una resistencia de 1 M $\Omega$  y un condensador cerámico de 100 nF. Hay un buffer a la salida para evitar el efecto carga con respecto al filtro que viene después. El buffer a la entrada es para ofrecer alta impedancia, superior a 1 M $\Omega$  para que funcione correctamente el sistema, de la misma forma que la ofrece un osciloscopio cuando se conecta a este. Se reutilizó un AO que fue desechado del rectificador inicial por su alta velocidad, un THS4031IDGN.

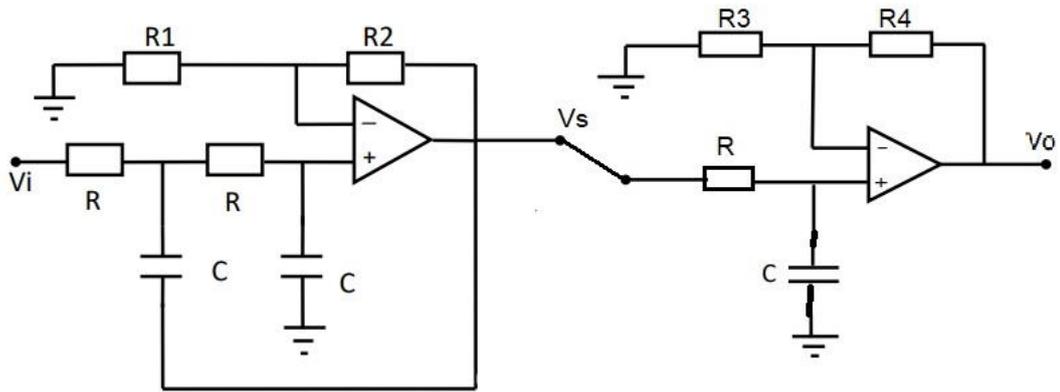


**Figura 21.** Esquemático definitivo del detector de pico.

A partir de la sonda de corriente o el shunt y empleando circuitos integrados como los convertidores RMS-to-DC, se podría hacer un procesado aproximado para obtener el valor eficaz de la corriente directamente en vez de la envolvente. Analog Devices tiene varios modelos como el LTC1966 que puede llegar hasta los 800 kHz pero requiere una alimentación mucho menor que la que se está utilizando en este diseño ( $\pm 5.5$  V).

### 3.4 Filtro paso-bajo

Si la constante de tiempo es 100 ms, esto significa que la frecuencia máxima es de 10 Hz. Esa va a ser la frecuencia de corte que tendremos en cuenta para diseñar un filtro que elimine el ruido acoplado a la envolvente. Se va a seguir una topología de Sallen-Key, filtro paso-bajo de tercer orden tipo Butterworth. Se escogió esta topología porque no invierte la salida como hace la de multiple-feedback, aunque sean necesarias dos etapas para ello. Sin embargo, la ganancia es más estable y es más fácil de diseñar. La segunda etapa es la que determina la ganancia del filtro que se puede escoger. Se puede ver en la Figura 22 la estructura del filtro.



**Figura 22.** Estructura de un filtro paso-bajo de tercer orden Sallen-Key.

Se eligió tipo Butterworth porque tiene buen damping ratio, pero podría haberse elegido Bessel o Chebysev. Además no era un requisito del cliente el tipo de respuesta. Los polinomios normalizados son  $(s+1) \cdot (s^2+s+1)$ .

Para obtener los valores de resistencias y condensadores se siguen los pasos a continuación:

Se asume un valor para C de  $0.1 \mu\text{F}$ .

$$\omega_0 = \frac{1}{R \cdot C} \rightarrow R = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 0.1 \cdot 10^{-6}} = 159 \text{ k}\Omega \rightarrow 150 \text{ k}\Omega$$

En el apartado 3.3 se describe cómo se obtuvo la ecuación que relaciona la corriente de entrada del aparato de electrocoagulación con la tensión de salida obtenida en el detector de pico. Existe una relación real de  $0.77 \text{ V/A}$ , lo que significa que por cada  $2 \text{ A}$ , hay  $1.54 \text{ V}$ . Como hay que elevar la tensión para que como máximo dé  $5 \text{ V}$ , la ganancia total del filtro debe ser:

$$G_T = \frac{5 \text{ V}}{1.54 \text{ V}} = 3.25 \text{ V/V}$$

La primera etapa servirá para fijar el damping ratio, que será de  $0.5$ . La ganancia de esta etapa se calcula así:

$$1 = 3 - K \rightarrow K = 2$$

Ahora se obtienen los valores de  $R_1$  y  $R_2$ , que serán iguales puesto que:

$$K = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 2 \rightarrow R_2 = R_1 = 10 \text{ k}\Omega$$

Conociendo la ganancia de una etapa y la total, se obtiene la de la segunda:

$$G_T = G_1 \cdot G_2 = 3.25 = 2 \cdot G_2 \rightarrow G_2 = \frac{3.25}{2} = 1.625 \text{ V/V}$$

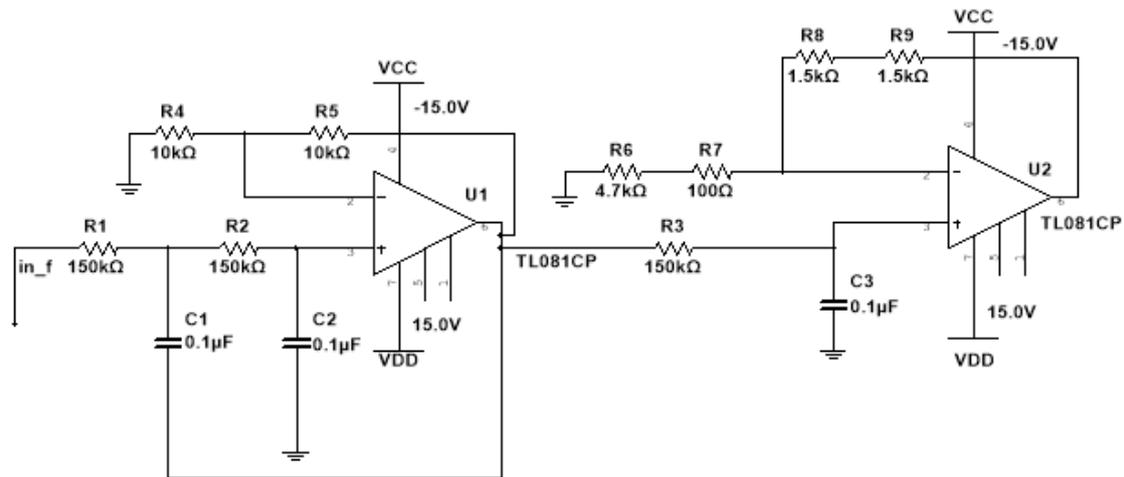
Ahora partiendo de  $R_3 = 4800 \Omega$ , se obtiene  $R_4$ .

$$1 + \frac{R_4}{R_3} = 1.625 \rightarrow R_4 = 0.625 \cdot 4800 = 3000 \Omega$$

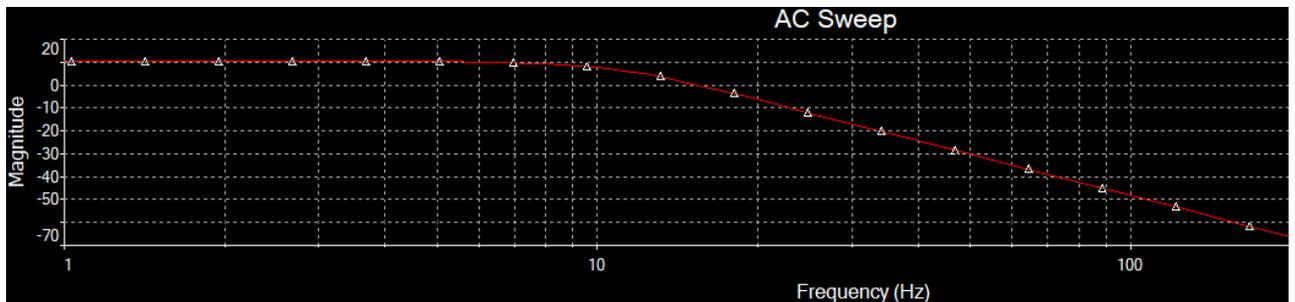
Esto se consigue con dos resistencias en serie de  $1500 \Omega$ .

Como se ha comentado en el apartado anterior, antes del filtro se conectará el buffer para evitar el efecto carga por la descarga del condensador del detector de envoltorio a través de la resistencia que hay en la primera etapa. El buffer será un TL081 de Texas Instruments, al igual que los AO del filtro puesto que el cliente no ha pedido unas especificaciones especiales para esta aplicación.

También se simuló el filtro (ver Figura 23) por separado en Multisim para ver su respuesta en frecuencia (ver Figura 24). Se puede apreciar como cerca de 10 Hz, la ganancia cae -3 dB, por lo que está bien diseñado para las necesidades del circuito.



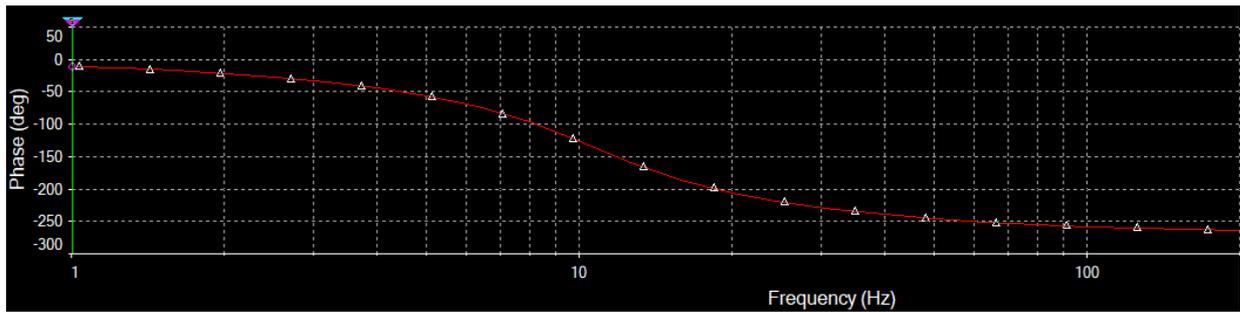
**Figura 23.** Esquemático del filtro paso-bajo.



**Figura 24.** Diagrama de Bode de ganancia de la simulación del filtro paso-bajo con barrido de 1 Hz a 200 Hz.

La ganancia en la banda de paso es 10.23 dB y a la frecuencia de corte es de 7.9 dB. La atenuación es de 60 dB/déc al tratarse de un filtro de tercer orden.

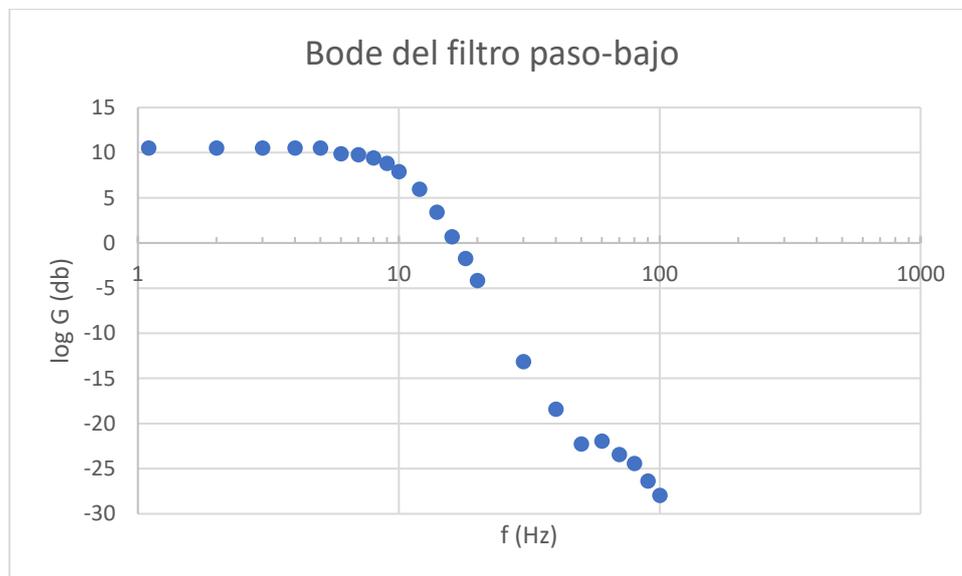
En la Figura 25 se muestra el diagrama de Bode para la fase.



**Figura 25.** Diagrama de Bode de fase de la simulación del filtro paso-bajo con barrido de 1 Hz a 200 Hz.

La fase a la frecuencia de corte es  $-126^\circ$ . Esto es equivalente a  $234^\circ$ , por lo que podemos esperar un desfase de la salida con respecto a la entrada de 65 ms para una señal de 10 Hz.

Tras las simulaciones, se montó el filtro paso-bajo y se hizo una caracterización de su respuesta en frecuencia midiendo a la entrada y a la salida con el osciloscopio ajustando en el generador de funciones. Para el montaje, la resistencia de  $4800\ \Omega$  se montó con dos resistencias en serie de  $4700\ \Omega$  (cuyo valor real está en torno a  $4600\ \Omega$ ) y  $150\ \Omega$ . El resto del diseño se siguió tal y como se especificó antes. Esta última decisión se tomó porque en el laboratorio no había resistencias de  $4800\ \Omega$ . Con el fin de comparar el resultado del diagrama de Bode obtenido en la simulación con el filtro montado, se representó el diagrama de Bode que se puede ver en la Figura 26. El diagrama de Bode se obtuvo anotando para diferentes valores de frecuencia desde el generador de funciones estándar de baja frecuencia (2 MHz) la tensión de salida observada en el osciloscopio TBS 1052B-EDU de Tektronix para una tensión de 1 V. La ganancia se obtiene dividiendo la tensión de salida entre la de entrada. Para construir el diagrama, es necesario convertir la ganancia a escala logarítmica.

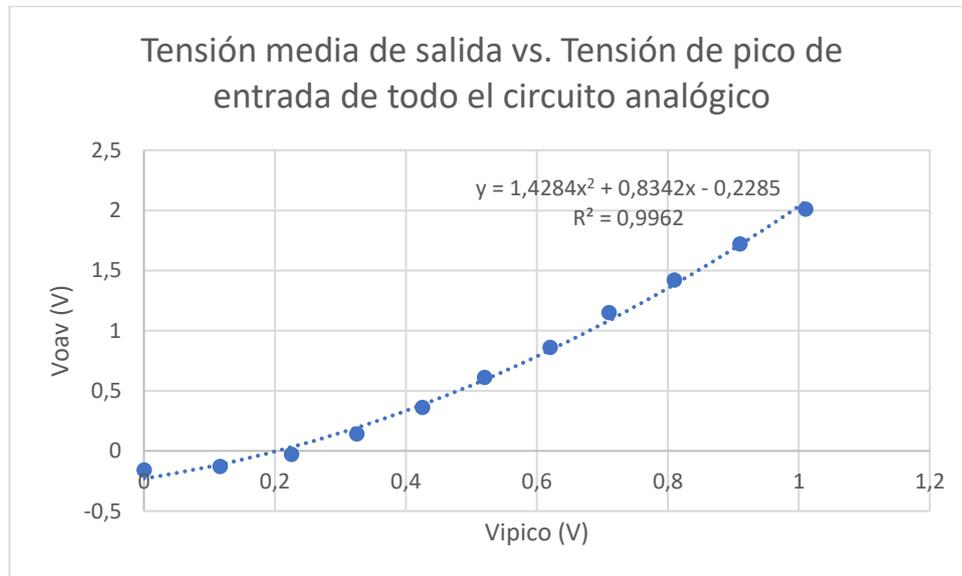


**Figura 26.** Diagrama de Bode del filtro paso-bajo.

El filtro funciona correctamente. La ganancia en la banda pasante es de 10 dB aproximadamente. A partir de 10 Hz, la ganancia cae  $-3\ \text{dB}$ . Alrededor de 60 Hz, la ganancia se percibe un poco superior respecto a 50 Hz debido a la precisión del

osciloscopio para tensiones tan bajas. Para el resto de las frecuencias medidas se percibe una clara tendencia a  $-\infty$  dB.

También se midió la tensión media de salida del filtro (y, por ende, del circuito analógico completo) cuando se cambia la tensión de entrada en el detector de pico a partir del generador de funciones estándar de baja frecuencia (2 MHz). Se midió desde el osciloscopio TBS 1052B-EDU de Tektronix. La gráfica se puede ver en la Figura 27.

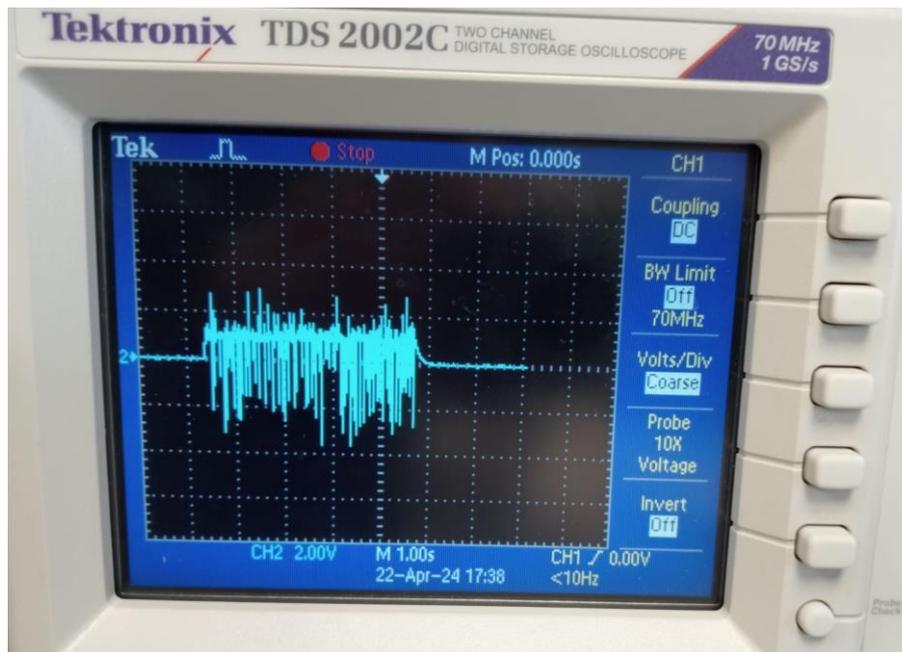


**Figura 27.** Gráfica de la tensión media de salida vs. la tensión de pico de entrada de todo el circuito analógico.

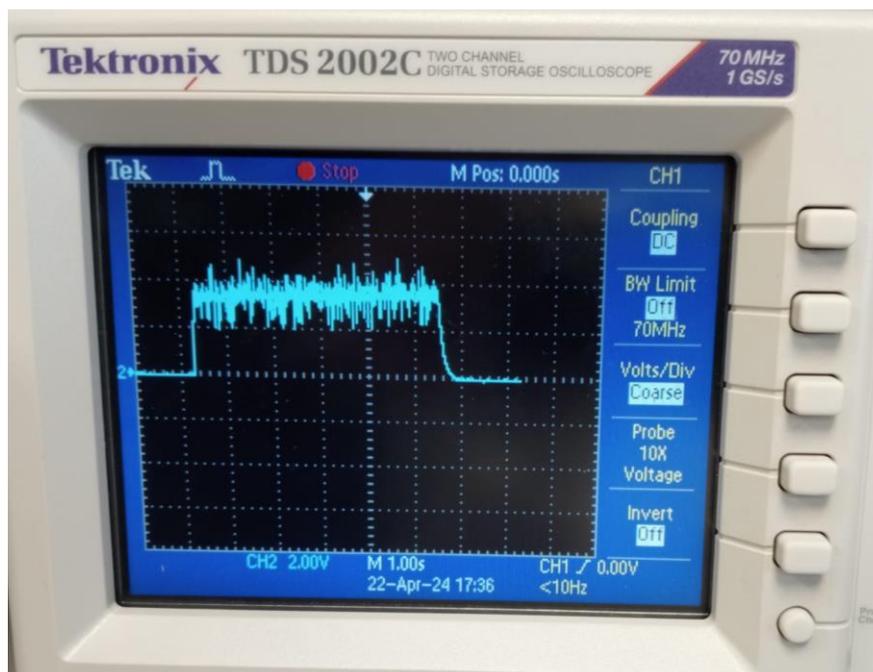
Se pudo comprobar que el circuito tiene un tiempo de respuesta de 190 ms cuando se cambia la tensión de entrada en el generador de funciones, lo cual es una respuesta aceptable para la aplicación. Se puede ver que el offset negativo se mantiene al final del circuito analógico, siendo alrededor de 0.2 V de entrada cuando la salida es 0. Esta gráfica muestra claramente el problema que hay con el seguimiento de la envolvente: cerca de 0.5 V, la tensión de entrada coincide con la de salida, pero por encima de este, la salida aumenta más rápido que la entrada (debido a la ganancia del filtro) y por debajo de este disminuye hasta obtener valores negativos de tensión a la salida cuando la entrada es menor que 0.2 V. Como ya se explicó antes, está influenciado por el diodo del detector de pico este comportamiento.

Para conectar la sonda de corriente al osciloscopio se emplea una pieza acopladora en forma de T para medir la corriente en el osciloscopio (se puede evitar igualmente esta derivación) y al mismo tiempo sacar un cable que va a la entrada del circuito. Antes de hacer el montaje completo se comprobó si la T en la sonda de corriente tenía algún efecto en la tensión midiendo en el osciloscopio para el primer nivel de la máquina de Apeiron Medical la corriente pico-pico y la eficaz que circula a través del circuito. Es 2.61 A de pico-pico y 697 mA eficaz. La tensión equivalente de pico-pico es 1.31 Vpp. Luego se midió la tensión resultante de la sonda y se obtuvo 1.32 Vpp, por lo que el efecto de la T es despreciable.

La sonda de corriente, el detector de pico y el filtro de tercer orden juntos funcionan correctamente -salvo por un problema que se comentará en el siguiente apartado- viendo la respuesta antes y después del filtro en el osciloscopio en las Figuras 28 y 29.



**Figura 28.** Respuesta con la sonda de corriente de la tensión antes del filtro.

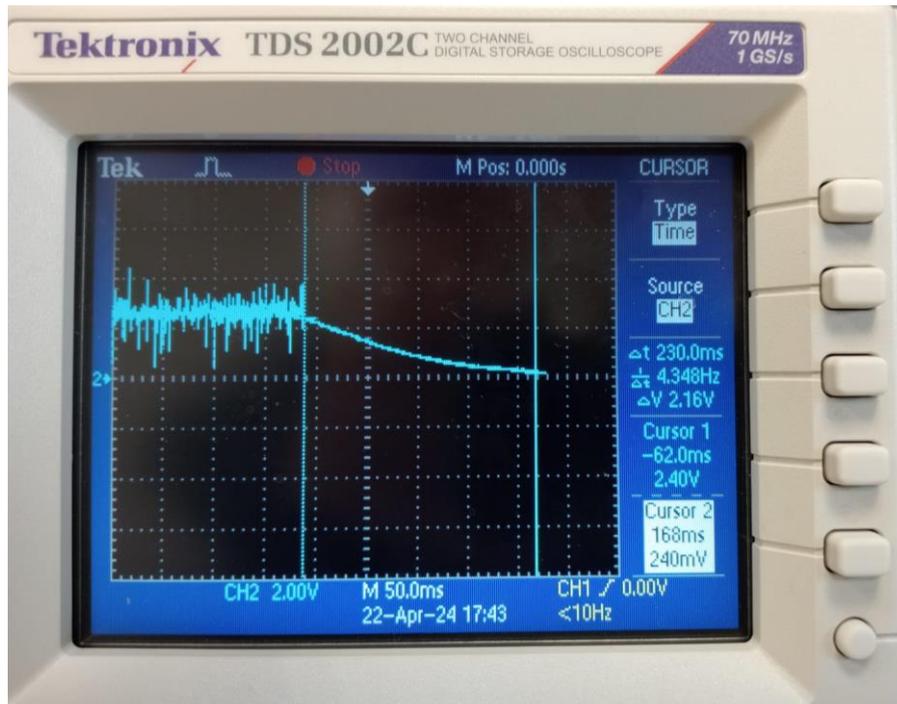


**Figura 29.** Respuesta con la sonda de corriente de la tensión después del filtro.

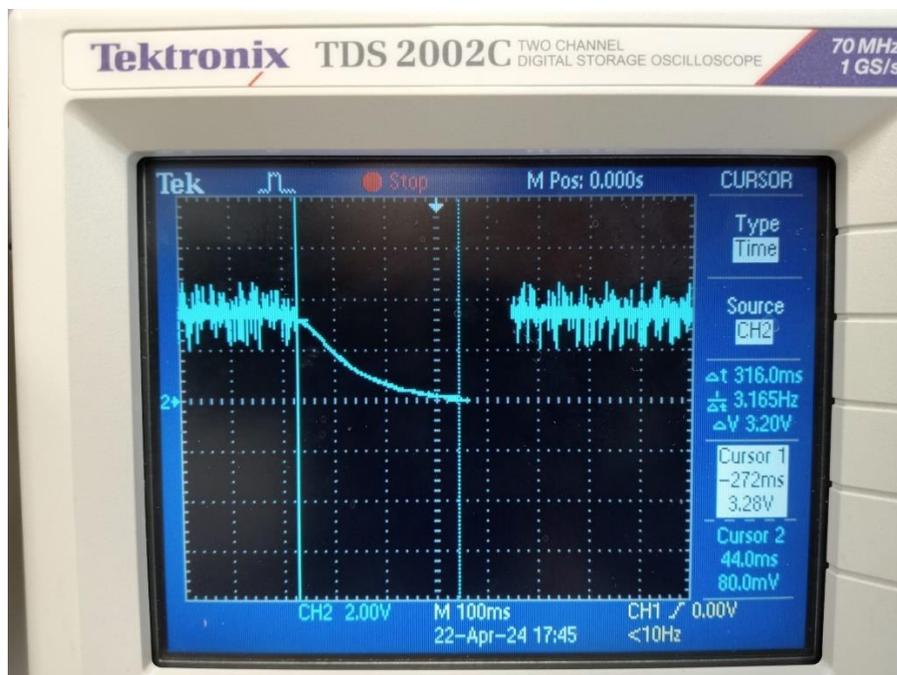
A pesar de haber filtrado paso-bajo, como se puede ver en la Figura 29, se sigue percibiendo ruido que no se ha podido eliminar de forma analógica. Probablemente este ruido se deba a una combinación de ruido acoplado por conducción y radiación del propio generador de RF junto a microcontactos ocasionados por el electrodo.

También es importante comentar que el tiempo de respuesta del circuito analógico es diferente dependiendo del nivel de corriente que se aplique. Así pues, se midió en el osciloscopio el tiempo de respuesta cuando se deja de aplicar corriente, hasta que el

valor es 0. Dicho valor es 230 ms (para el nivel 1, mínimo, ver Figura 30) y 316 ms (para el nivel 9, máximo, ver Figura 31).

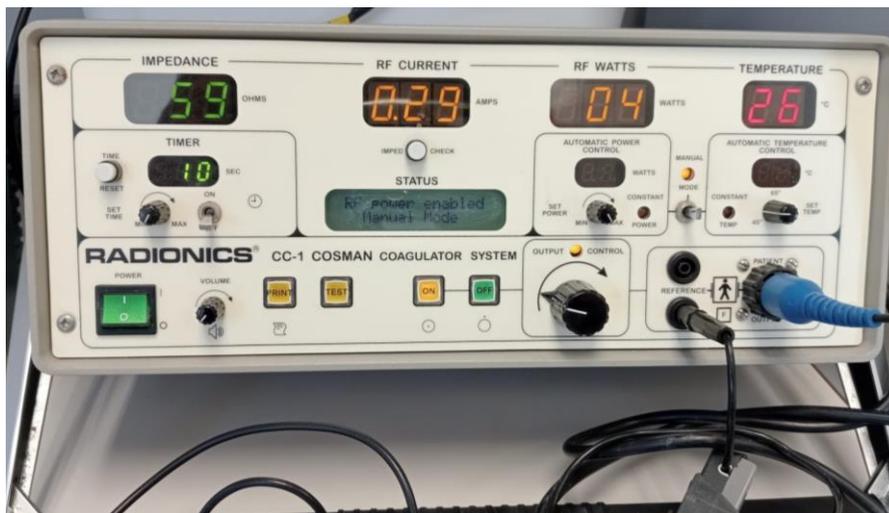


**Figura 30.** Tiempo de respuesta medido para el circuito analógico en el nivel 1 de radiofrecuencia.



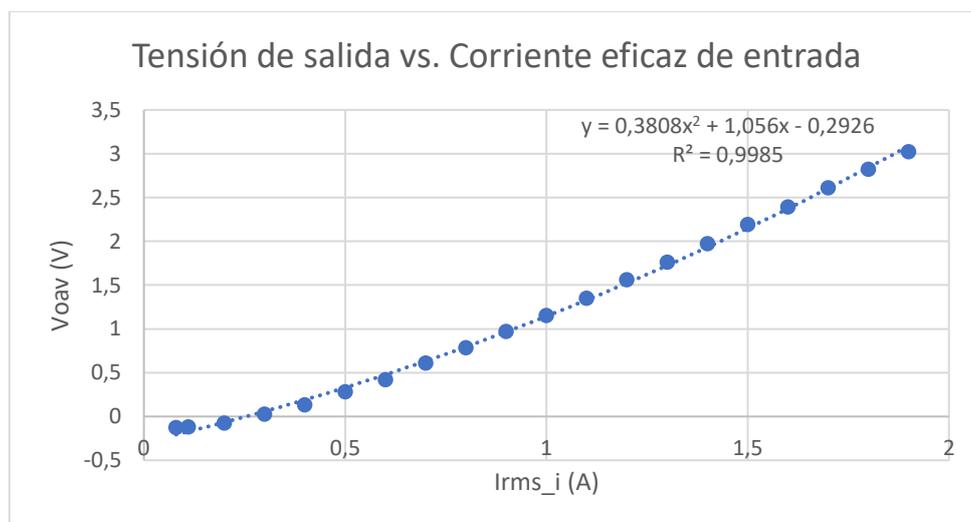
**Figura 31.** Tiempo de respuesta medido para el circuito analógico en el nivel 9 de radiofrecuencia.

Por la presencia de ruido acoplado en el circuito, después de usar el generador de funciones para cambiar la tensión en la entrada y el equipo de Apeiron Medical se caracterizó el circuito completo con un generador de RF CC-1 Cosman Coagulator System de Radionics (Dublín, Irlanda). Se usó uno diferente a otros ensayos anteriores ya que la corriente que da este es una senoidal pura y se puede ajustar con un dial. La diferencia está en la aplicación, que al ser para ablación tisular, en todo momento tiene que haber un circuito cerrado, de lo contrario, se desconecta por seguridad. En el display del equipo se muestra la impedancia conectada, la corriente eficaz que circula y la potencia que consume. En la Figura 32, se puede ver dicho equipo usado para caracterizar el circuito obteniendo la tensión media de salida en función de la corriente eficaz de entrada. Se usó una carga de  $50 \Omega$  para la caracterización final.



**Figura 32.** Equipo de radiofrecuencia empleado para caracterizar el circuito analógico.

Tras haber medido para diferentes valores de corriente, la tensión obtenida a la salida del circuito, se representó la gráfica en Excel que es la de la Figura 33.



**Figura 33.** Gráfica de tensión media de salida vs. corriente eficaz de entrada.

La ecuación que relaciona la entrada -la corriente eficaz aportada por el generador de RF- con la salida -la tensión media a la salida del filtro- es:

$$V_o = 0.3808I_i^2 + 1.056I_i - 0.2926$$

Con un  $R^2= 0.9985$ . Esta ecuación será invertida en el siguiente apartado para poder deshacer el cambio cuando se quiera obtener la corriente a partir de la tensión.

También vemos cómo se mantiene el offset negativo que en un futuro habrá que corregir por hardware incluyendo una etapa antes de la adquisición de datos.

### 3.5 Adquisición de datos y digitalización

El siguiente paso después de filtrar paso-bajo es adquirir la señal y digitalizarla. Se programará en un microcontrolador ATMEGA328P de Arduino Uno para hacer el prototipo de este trabajo.

Se desea tener una resolución en corriente de 25 mA para procesar. Como el fondo de escala es de 2 A, se puede obtener cuántos niveles son requeridos para digitalizar correctamente la señal así:

$$n^{\circ} \text{ niveles} = \frac{2000 \text{ mA}}{25 \text{ mA}} = 80 \text{ niveles}$$

Esto se traduce en una resolución de:

$$res = \text{ceil}(\log_2 80) = 7 \text{ bits}$$

Se busca un ADC de al menos 8 bits de resolución ya que no existen de 7 bits.

El ADC de ATMEGA328P tiene una resolución de 10 bits, por lo que viene bien para hacer este prototipo. En la Figura 34, se puede ver el código programado en el IDE de Arduino para esta aplicación.

```
1 void setup() {
2   Serial.begin(9600); //configurar bauds
3
4 }
5
6 void loop() {
7   int sensor_val= analogRead(A1); //leer entrada
8   float volts_out=sensor_val*(5.0/1023.0); //convert a voltios
9   Serial.println(volts_out,3);
10  delay(20);
11 }
```

**Figura 34.** Código en Arduino para la aplicación.

El código configura a 9600 baudios el puerto serie. El valor de la entrada analógica A1 se asigna a la variable **int sensor\_val**. Como este valor es un número entre 0 y 1023, nos interesa convertirlo a voltios antes de ser enviado por el puerto serie. Basta con resolver la ecuación que se puede ver a continuación:

$$V_{out} = \frac{sensor_{val} \cdot 5}{1023}$$

Antes de recoger el siguiente dato, hay una espera de 20 ms.

Antes de probar el prototipo con el circuito analógico de este trabajo, se montó un sencillo circuito con una LDR y una resistencia de 10 kΩ para probar la comunicación de Arduino con el IV en LabView y que este funcionaba correctamente.

Como ya se ha dicho, para valores alrededor de 250 mA la tensión obtenida es negativa. El microcontrolador no podrá interpretar estas tensiones y se perderá la información saturando a un valor. Esta corrección del offset debería implementarse por hardware antes de digitalizarse. No se hizo para no añadir complejidad al circuito y porque no interesan valores tan pequeños de corriente.

### 3.6 Instrumento virtual

Como Arduino no permite una representación personalizada como la que se desea implementar, se creará un instrumento virtual en LabView. Este IV se encargará de leer los datos que le llegan por el puerto serie gracias a las funciones VISA (Virtual Instrument Software Architecture) a 9600 baudios y pintará una barra de un color en función del valor.

**Verde.** La corriente es mayor que 600 mA.

**Naranja.** La corriente está entre 400 y 600 mA.

**Rojo.** La corriente es menor que 400 mA.

En la Tabla 1 se muestran los valores más significativos.

**Tabla 1.** Valores digitales asociados a la corriente medida, la tensión a la salida de la envolvente y a la salida del filtro

Corriente (RMS)	Tensión salida envolvente (av)	Tensión salida filtro	Valor digital
0 A	0 V	0 V	0
0.4 A	0.308 V	1 V	205
0.6 A	0.462 V	1.5 V	307
2 A	1.54 V	5 V	1023

El IV del prototipo se compone de un bucle *while* para efectuar continuamente la comparación de las muestras y representar la barra. Fuera del bucle hay un bloque VISA para configurar el puerto serie. Mirando el Administrador de Dispositivos del ordenador se han añadido las constantes pertinentes: 9600 baudios, 8 bits, sin paridad, 1 bit stop y sin control de flujo. Además se establece un *timeout* de 10 s y se permite la terminación que es en ASCII el carácter 10. Si no hay ningún error, la muestra leída con *VISA read* es convertida de ASCII a número *double* (64 bits) con un *Frac/Exp String to Number*, y luego pasada de tensión a corriente con la fórmula de la Figura 33 despejando  $I_i$ . Dicha fórmula tiene dos soluciones, pero solo una con sentido físico, la del signo positivo, que es:

$$I_i = + \frac{625}{476} \sqrt{\frac{952 \cdot V_o}{625} + \frac{609697}{390625}} - \frac{165}{119}$$

Posteriormente, el valor de la corriente en amperios se multiplica por 1000 y se lleva a una barra de progreso que subirá conforme aumente la corriente. Luego de la conversión en miliamperios, se trunca a la unidad y se convierte en entero sin signo de 32 bits. Cabe decir que se necesitó el control “use system decimal point” para ponerlo en Falso y así entendiera el punto decimal de las cadenas del puerto serie como tal y no lo truncara a la unidad perdiendo información. Tras el *cast*, por una parte se lleva el valor a un campo donde se escribe numéricamente y por otra se compara con los umbrales establecidos por el cliente sobre la calidad de corriente. Se ha utilizado una estructura case anidada. Si es cierto que el número es mayor que 600, la barra se pinta de verde. Si es falso pero es cierto que el número es mayor o igual que 400, se pintará de naranja. Y si es falso, se pintará de rojo. En las Figuras 35, 36 y 37 se puede ver cómo es la parte del instrumento virtual del *stream* de datos para los casos verde, naranja y rojo, respectivamente.



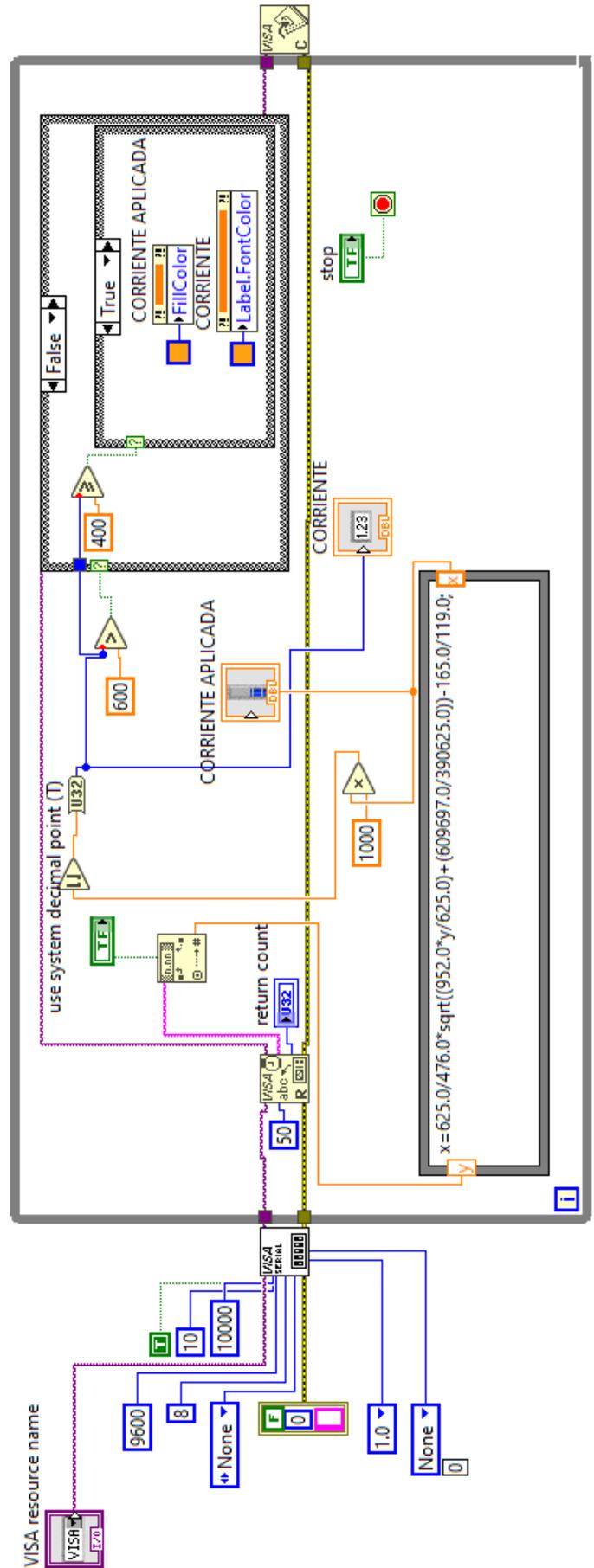


Figura 36. Diagrama de bloques del IV para el caso naranja.

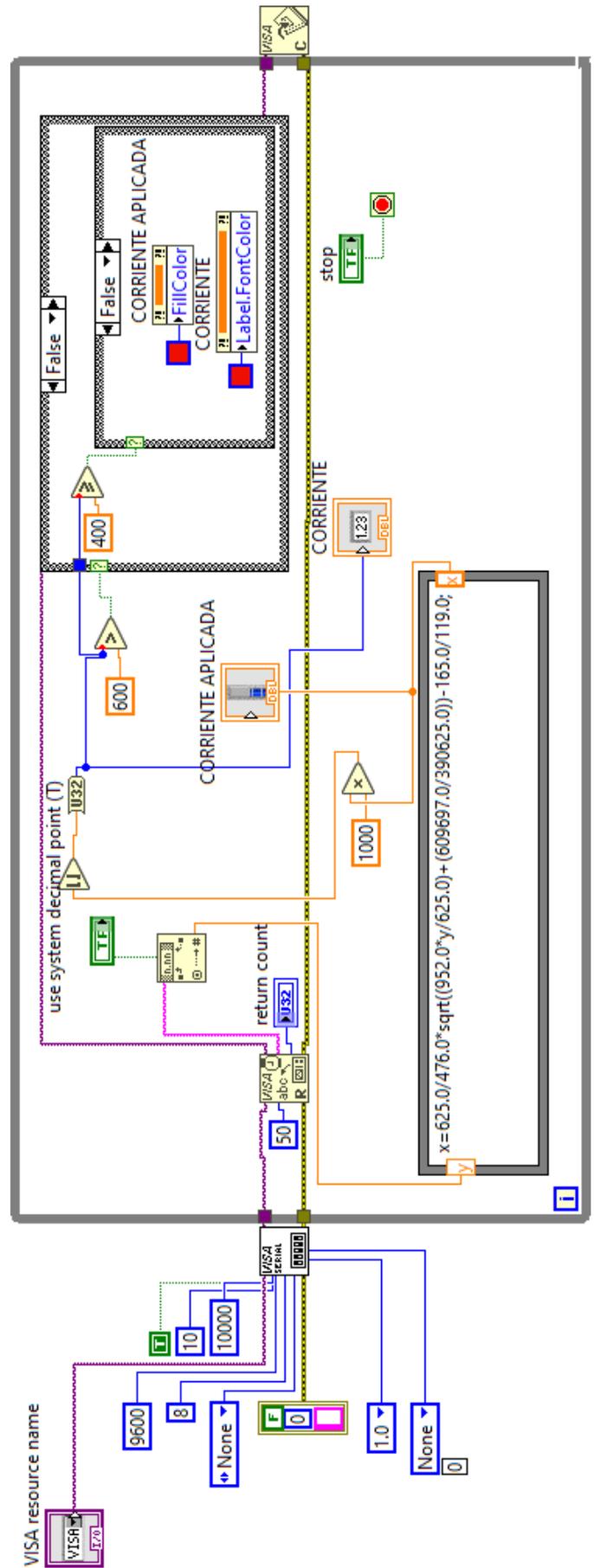
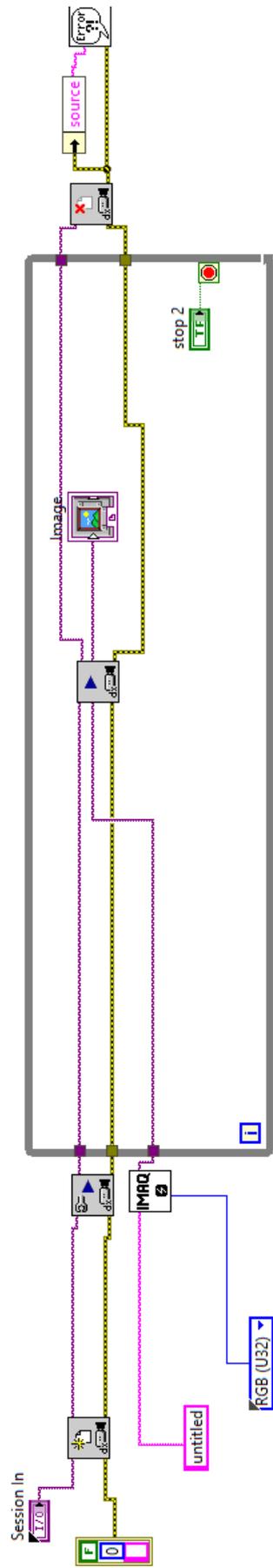


Figura 37. Diagrama de bloques del IV para el caso rojo.

Al mismo tiempo, se mostrará en tiempo real la imagen grabada por una cámara externa conectada al puerto USB del PC donde se ve el panel frontal del IV. Se trata de una cámara C920e de Logitech (Lausanne, Suiza). Esto se configura a partir de bloques de las paletas previamente instaladas NI Vision Acquisition Software y NI Vision Development Module. Estos bloques son: IMAQdx Open Camera, IMAQdx Configure Grab, IMAQdx Grab2 e IMAQdx Close Camera. Estos cuatro bloques están conectados uno detrás de otro, estando solamente el tercero dentro del bucle *while*. El primero abre la cámara. IMAQdx Configure Grab configura y empieza la adquisición de imágenes. IMAQdx Grab2 adquiere el fotograma actual; es necesario este bloque después del anterior. De este bloque se conecta a un display donde se muestra la imagen que se puede ver en el panel frontal. También conectado a IMAQdx Grab2 y desde fuera del bucle está el bloque IMAQ Create con el nombre y tipo de imagen como entradas. El tipo de imagen es RGB de 32 bits sin signo. Se ajustó la resolución a VGA que corresponde a 640 x 480 píxeles desde el NI MAX. Finalmente se cierra el puerto serie, fuera del bucle *while*. El proceso descrito ahora se puede ver en la Figura 38.



**Figura 38.** Diagrama de bloques del IV relativo al *stream* de la cámara.

### 3.7 Diseño preliminar de la PCB

Para el procesado analógico se ha diseñado una PCB preliminar. Para ello se han creado dos esquemáticos (más uno superior en jerarquía), uno para cada etapa: uno para el detector de envolvente y otro para el filtro paso-bajo. En el del detector de envolvente se ha incluido un conector BNC coaxial hembra 4788 en ángulo recto de Pomona Electronics (Everett, Washington, EEUU). Se han incluido condensadores de desacoplo tanto para las alimentaciones como para los AO. Para las primeras, se trata de 10  $\mu$ F y para los segundos de 0.1  $\mu$ F. Los de alimentación son cerámicos multicapa y los de los AO son cerámicos.

Para la PCB se ha elegido un stackup de 4 capas sirviendo las dos capas internas para el plano de potencia y el plano de masa (ver Figura 39). Las 4 capas son de un grosor de 1.378 mil.

	Top Overlay		Overlay				
	Top Solder	SM-001	Solder Mask		1mil	4	0.03
	Top Surface Fini...	PbSn	Surface Finish		0.787mil		
1	Top Layer	CF-004	Signal	1oz	1.378mil		
	Dielectric 1	PP-017	Prepreg		5.1mil	4.3	0.02
	Dielectric 2	PP-017	Prepreg		5.1mil	4.3	0.02
2	Int1 (GND)	CF-004	Plane	1oz	1.378mil		
	Dielectric 3	Core-039	Core		28mil	4.8	0.02
3	Int2 (PWR)	CF-004	Plane	1oz	1.378mil		
	Dielectric 4	PP-017	Prepreg		5.1mil	4.3	0.02
	Dielectric 5	PP-017	Prepreg		5.1mil	4.3	0.02
4	Bottom Layer	CF-004	Signal	1oz	1.378mil		
	Bottom Surface...	PbSn	Surface Finish		0.787mil		
	Bottom Solder	SM-001	Solder Mask		1mil	4	0.03
	Bottom Overlay		Overlay				

Figura 39. Stackup de la PCB.

El plano de potencia está partido en Vcc y -Vcc. Algunos nodos de alimentación se han rutado por capa bottom debido a la dificultad de crear planos partidos. Se han añadido vías pasantes con diámetro de agujero de 12 mil y diámetro 22 mil (5 mil de anillo exterior de cobre). Las pistas tienen un grosor de 10 mil salvo las de alimentación que son de 22 mil.

Para cumplir con algunas reglas, se han modificado las huellas de algunos componentes. Por ejemplo, en el THS4031IDGN se ha superpuesto un polígono en la capa *Top Solder* eliminando el que ya había y se han mantenido los pads para que cumpla la regla de *Clearance*, cuyo valor es de máximo 6 mil. Lo mismo para la separación entre vías, dado que el componente tenía cinco y se ha eliminado una desde la librería de las huellas porque no cumplía con la regla. Siguiendo las reglas de fabricación de Lab Circuits [8], se han establecido las siguientes además de las que ya se han dicho, siguiendo la Clase 5 de PCB y las tolerancias estándar:

- Minimum Solder Mask Sliver: 4.5 mil.
- Silk to solder mask clearance: 8 mil.

También se ha eliminado de la librería de huellas unas líneas de serigrafiado a algunos componentes que impedían que se cumpliera la regla de *Silk to solder mask clearance*.

Todos los componentes están en la capa top salvo los condensadores de desacoplo de los AO que están en la capa bottom. En las Figuras 40 y 41 se pueden ver los esquemáticos relativos al filtro paso-bajo y al detector de envolvente, respectivamente.

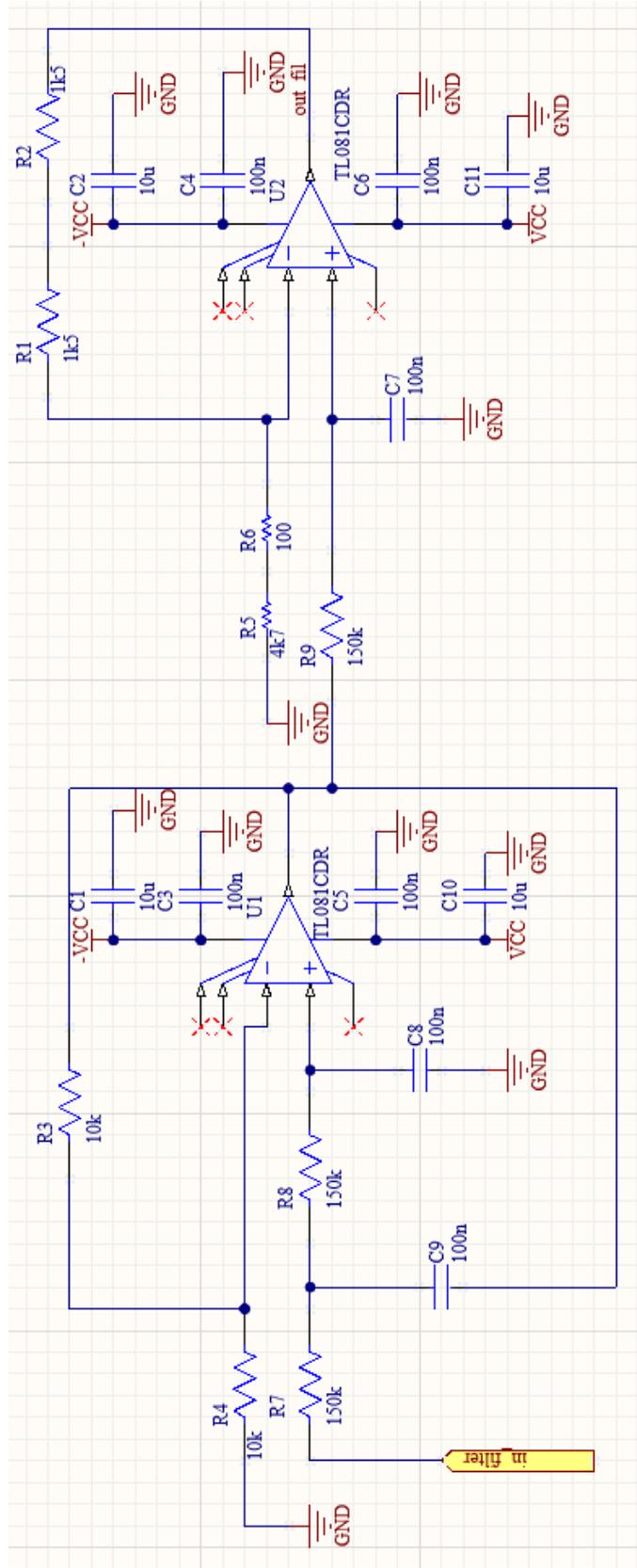


Figura 40. Esquemático del filtro paso-bajo.

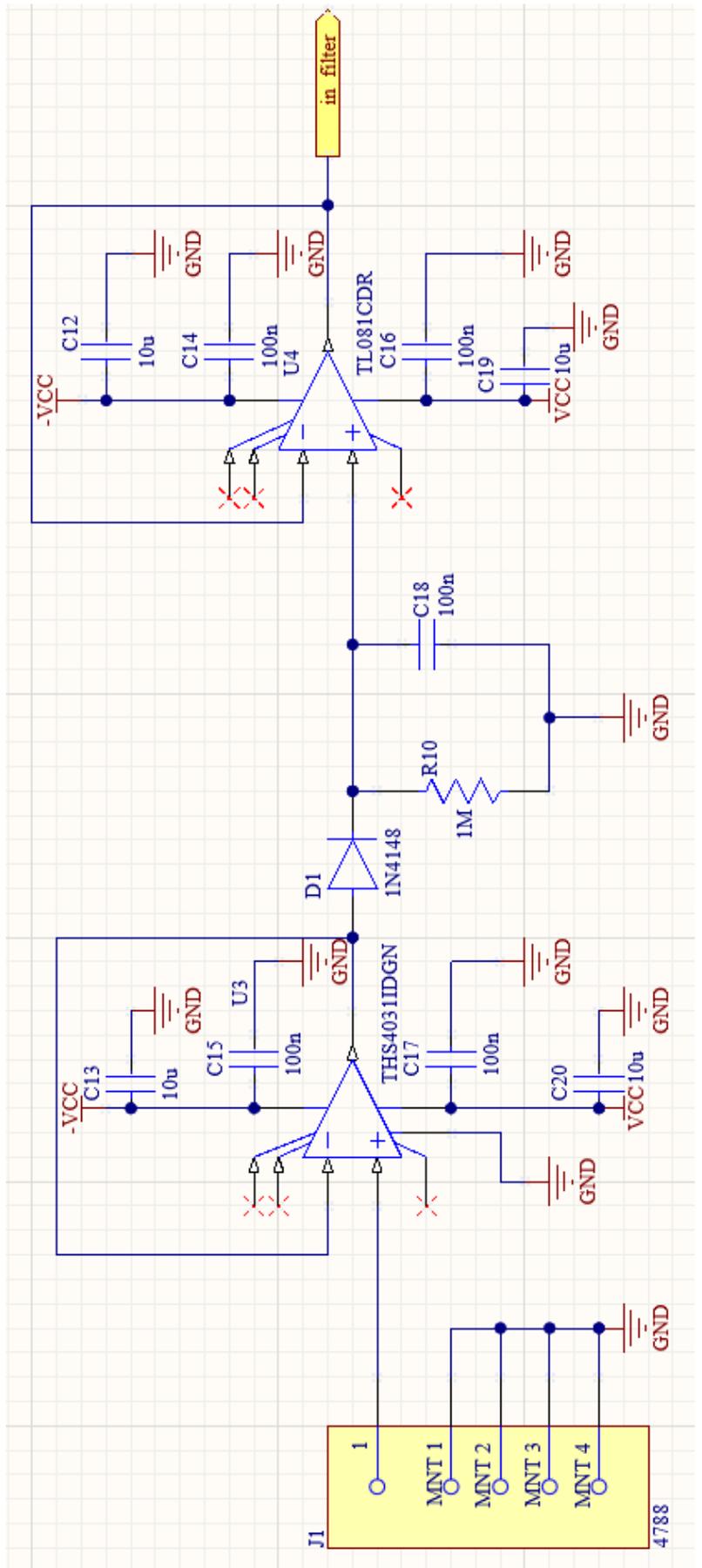


Figura 41. Esquemático del detector de pico.

En la Figura 42 se puede ver la PCB con el layout en 2D.

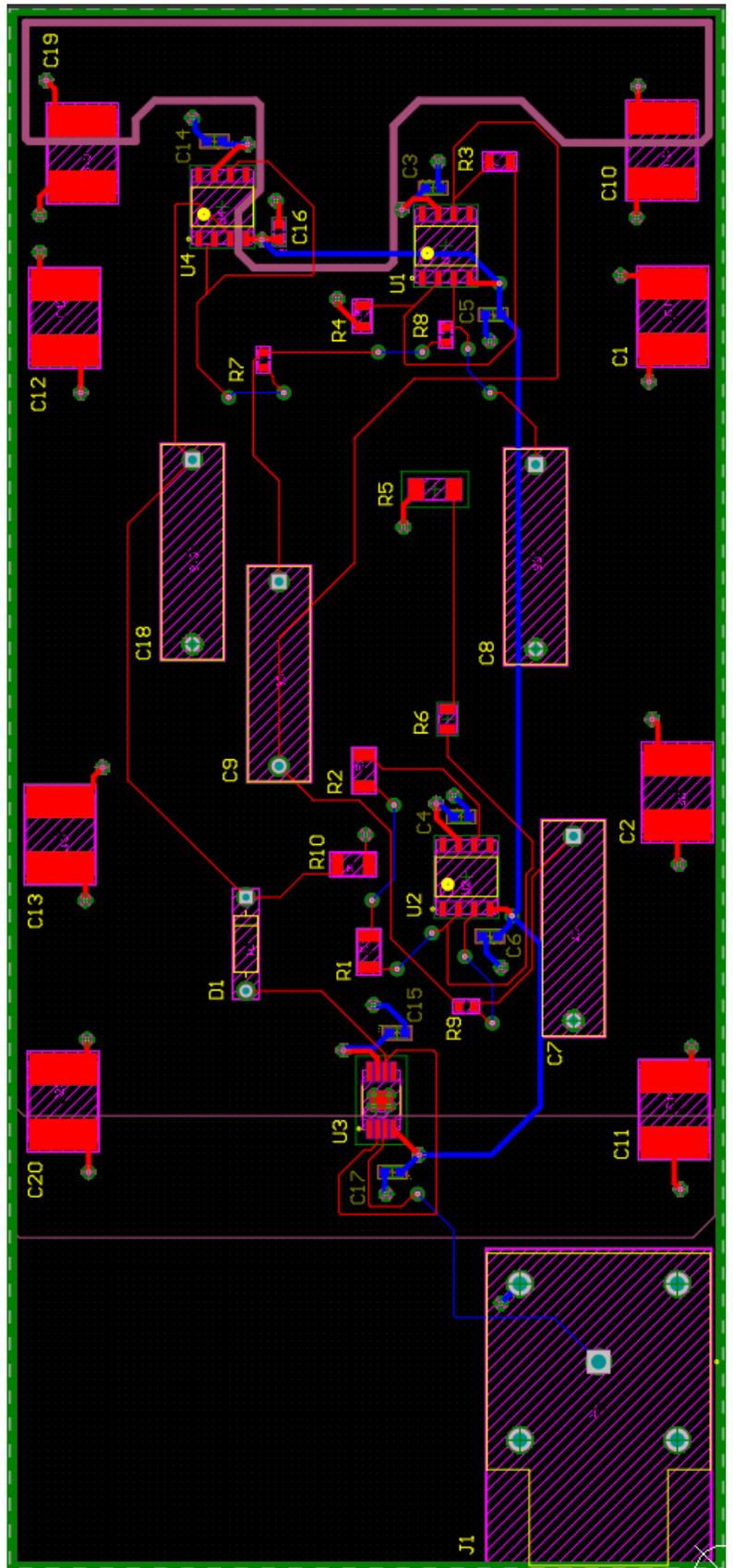
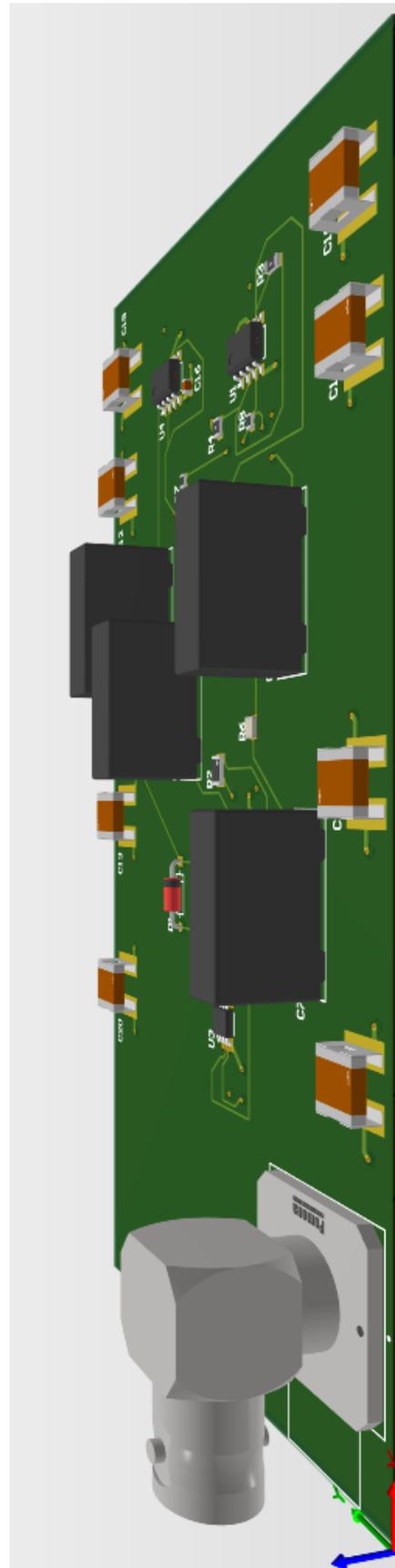


Figura 42. Layout en 2D de la PCB.

En la Figura 43 se puede ver el layout en 3D.

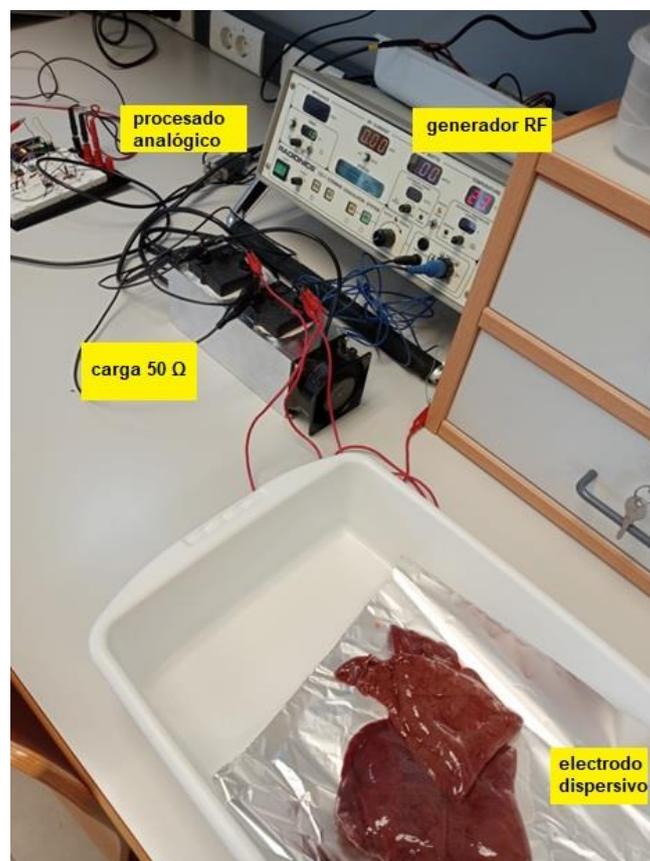


**Figura 43.** Layout en 3D de la PCB.

## 4. Presentación de resultados

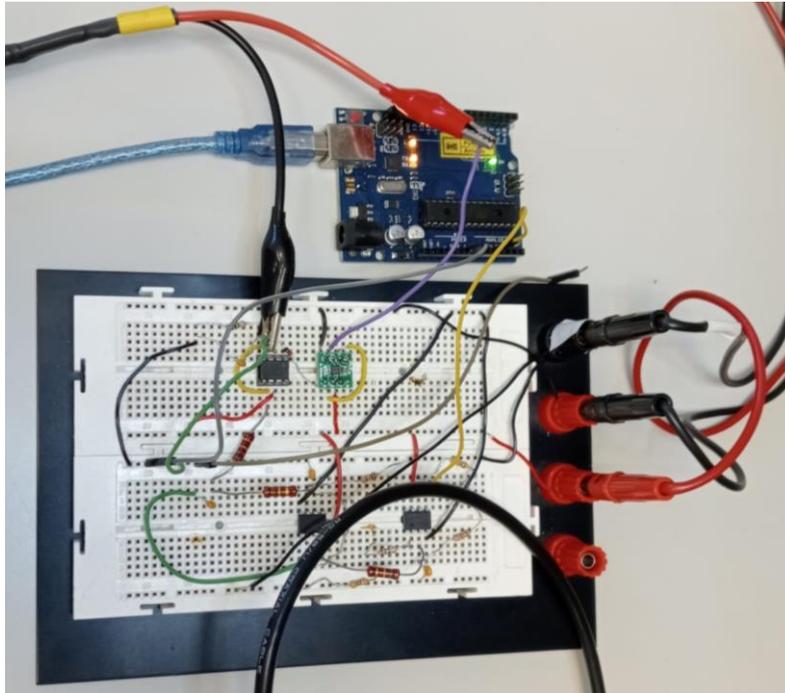
Finalmente se testeó el funcionamiento del sistema completo integrando la parte analógica y digital.

En la Figura 40, se ve parte del set del experimento. Dentro de una cubeta de plástico se introdujo un hígado de cerdo y se puso debajo de este una hoja de papel de aluminio. Esta hoja hace de electrodo dispersivo y es necesaria para que se cierre el circuito, tal y como se haría en un quirófano con un paciente. Aunque no se puede ver en la foto, esta hoja va conectada por un cable a la masa del generador de RF. En la misma foto se puede ver la resistencia que se utilizó en ensayos anteriores y que para el generador de Radionics iba a ser imprescindible en un principio dado que se debe cerrar el circuito en todo momento si no se desea tener que conectar de nuevo el generador. De esta forma, cuando se levantara el electrodo Coolingbis® seguiría habiendo un camino paralelo para la corriente a través de una carga de  $50\ \Omega$  que es la configuración que se puede ver en la propia Figura 44. El problema era que al tener una impedancia tan baja respecto a la del tejido, la mayor parte de la corriente circulaba por esa carga. Mi tutor del TFM, que es quien ha probado el sistema, ha prescindido finalmente de dicha carga y teniendo en cuenta que tarda un tiempo en reaccionar el sistema ante un circuito abierto, podía volver a hacer contacto en el tejido sin problemas. Como ya se dijo anteriormente, ese generador no está pensado para esta aplicación en particular, pero ofrecía una corriente senoidal perfecta además de ser regulable con un dial.



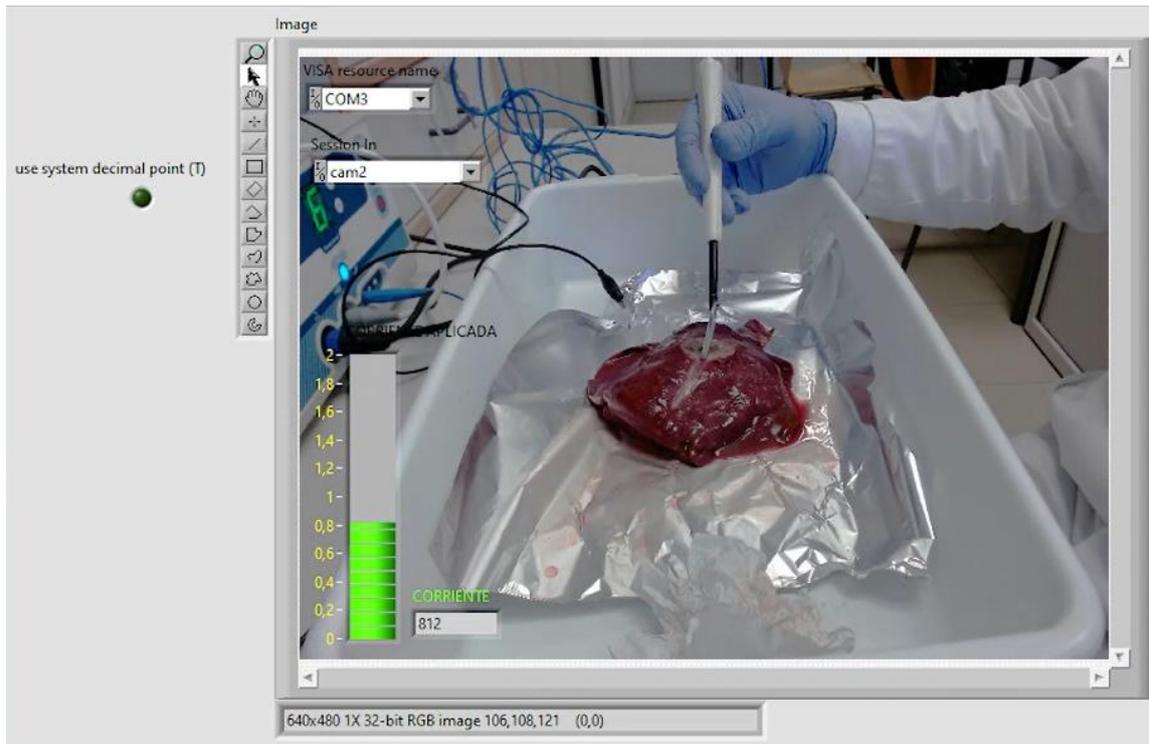
**Figura 44.** Foto del set del día del experimento.

En la Figura 45, se puede ver el montaje sobre la protoboard del circuito analógico. Los cables cocodrilo que se ven en la imagen son los que dan la señal de entrada procedente de la sonda de corriente. Desde la protoboard sale el cable de salida que se conecta a la entrada analógica A1 del Arduino Uno y otro que va a GND. Del microcontrolador, el cable USB se conecta al ordenador para la transferencia de datos y la alimentación de Arduino de 5 V.



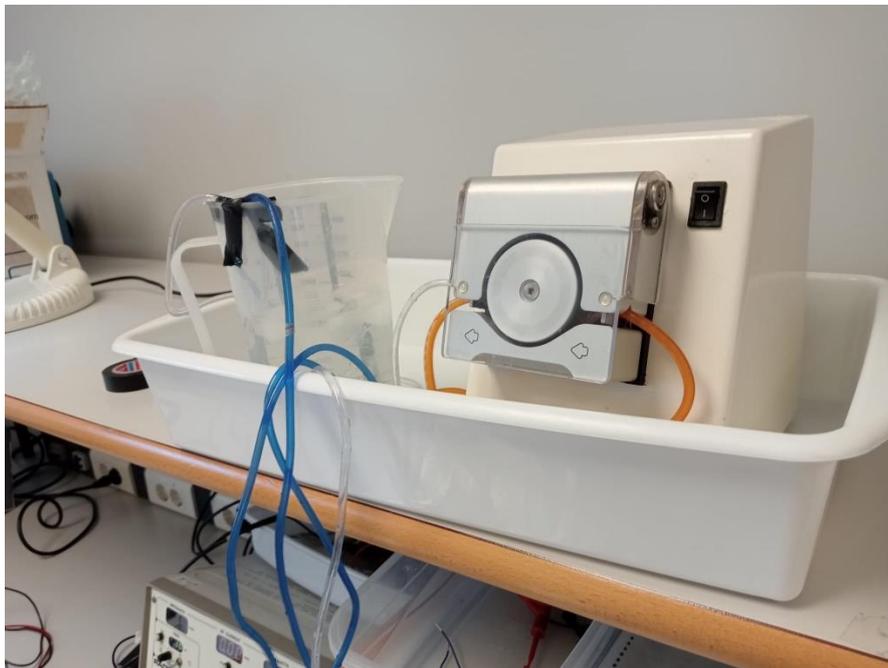
**Figura 45.** Montaje del circuito analógico junto a la placa Arduino.

En la Figura 46, se puede ver el aspecto que tendría el panel frontal del instrumento virtual. Sobre la imagen de la cámara hay una barra escalada de 0 a 2 A con divisiones de 0.2 en 0.2 A y junto a esta un campo con el valor de la corriente en miliamperios. En la parte superior se puede seleccionar el puerto (COM3) y la cámara (cam2) para permitir el *stream* de datos y de la cámara.



**Figura 46.** Panel frontal del instrumento virtual.

En la Figura 47, se puede ver la bomba peristáltica utilizada para refrigerar el Coolingbis®. Es importante que se refrigere porque de no hacerlo, el tejido muerto se pegaría al electrodo cuando se aplique corriente. Se puede utilizar agua con hielo para enfriar el agua que pasa por el tubo que va hasta el interior del Coolingbis®.



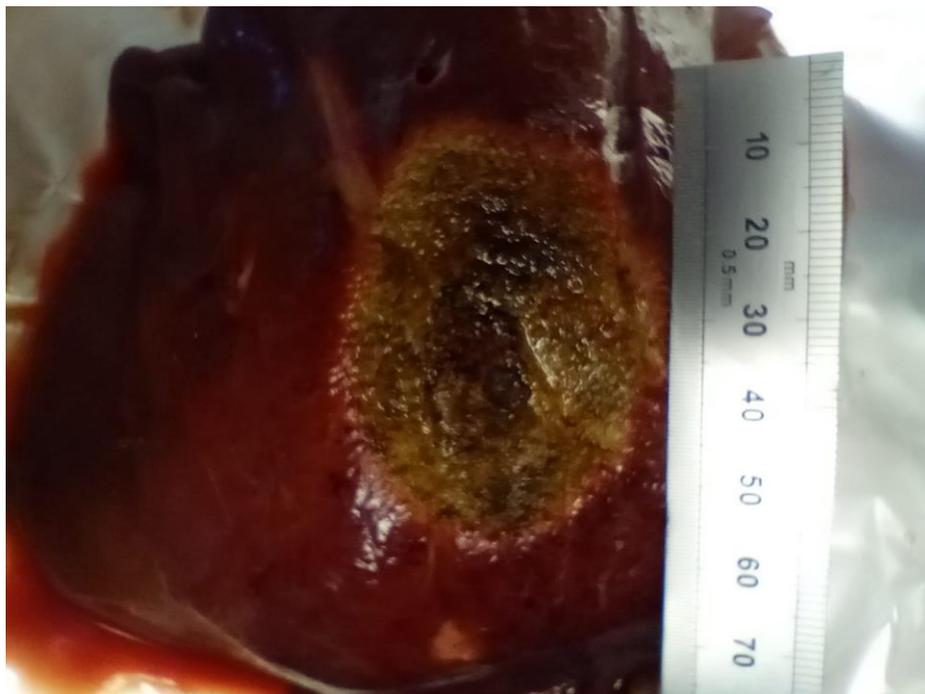
**Figura 47.** Bomba peristáltica usada en el experimento.

En la Figura 48, hay un código QR que lleva al vídeo en YouTube donde se puede ver la demostración completa con dos generadores de RF diferentes desde el punto de vista del panel frontal.

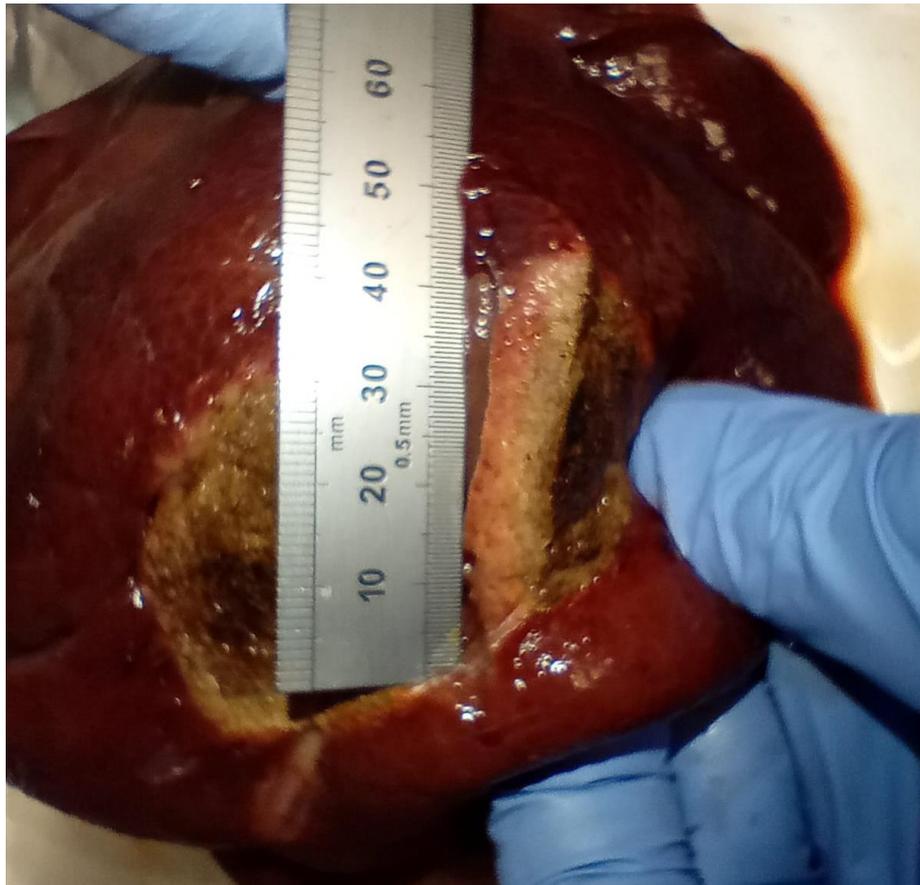


**Figura 48.** Enlace al vídeo con la demostración del experimento final.

Se puede ver el resultado de un trozo de tejido que ha sido carbonizado por corriente de RF a partir del generador Apeipower® en la Figura 49. En la Figura 50, se puede ver cómo ha penetrado el calor tras hacer un corte incisivo.



**Figura 49.** Foto de la zona carbonizada por el instrumento.



**Figura 50.** Foto de corte de la zona carbonizada por el instrumento.

## 5. Conclusiones

En este trabajo, se diseñó y probó un sistema capaz de medir la corriente que aplicaría un cirujano durante una operación con un generador de RF para servirle de indicativo durante esta. Para ello, se utilizó una sonda de corriente comercial basada en transformador que convierte a tensión la señal. Luego esta señal es procesada analógicamente para extraer su envolvente y filtrarla paso-bajo. Posteriormente, la señal es digitalizada y procesada por un instrumento virtual que muestra una barra de color junto al valor numérico aproximado superpuesto sobre la imagen de una cámara que simula lo que vería el cirujano en uno de los monitores.

Aunque el diseño no es perfecto puesto que no se han resuelto algunos problemas porque añadía complejidad, el resultado es satisfactorio. Es una primera aproximación a la solución real que se implementaría utilizando los elementos que se tenían a disposición en los laboratorios de Electrónica.

En este trabajo se han aplicado conocimientos de las asignaturas de Sistemas Embebidos brevemente, pero sobretodo de Instrumentación en Red al haber diseñado un instrumento virtual en Labview y Electrónica de Equipos Audiovisuales para diseñar el filtro paso-bajo. También se han aplicado aunque finalmente no figuran en la solución final los filtros digitales de Procesado Digital de Señal ya que se pretendía diseñar un IIR para ser incluido en el instrumento virtual. Además de Diseño de

Circuitos Impresos por haber diseñado en Altium unos esquemáticos y un diseño preliminar de PCB.

## 6. Limitaciones y trabajo futuro

Son varias las actividades necesarias para que en un futuro este sistema electrónico se pudiera comercializar.

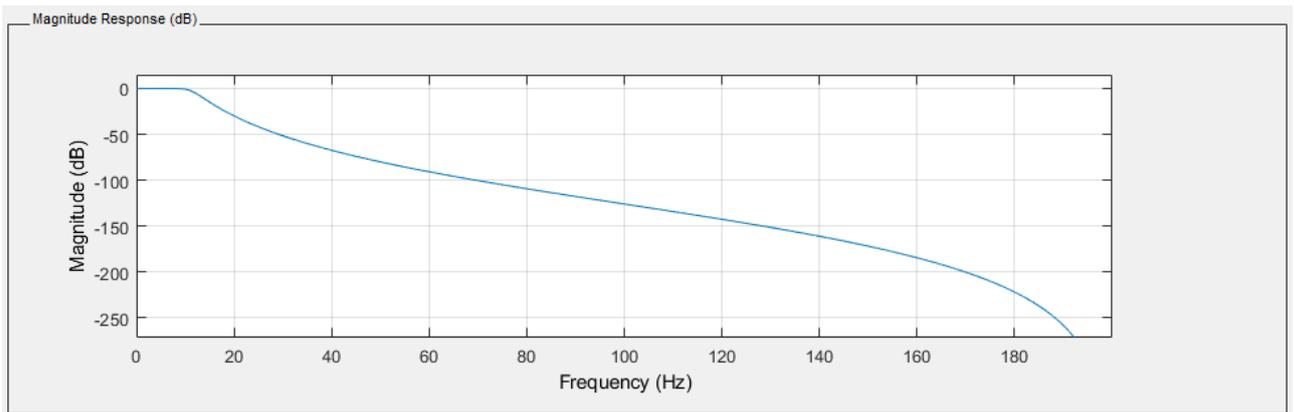
Como ya se ha comentado, el equipo de Apeipower® no genera una señal senoidal perfecta. De hecho, la forma de onda producida era diferente según la resistencia del tejido. La medida oscila ligeramente en el display al aplicar corriente. En un principio se pensó que la fuente de ruido que originaba esta inestabilidad era causada por el propio generador de RF de Apeiron Medical, que acoplado por vía conducida y radiada, afectaba al microcontrolador en su lectura. Se pensó en un momento diseñar un filtro digital pero no se llegó a implementar; se cambió el equipo de RF. Más tarde, durante el experimento final se observó que tanto con uno como con el otro generador, esta medida oscilaba indistintamente, pero nunca tratándose de un problema que impidiera hacerse una idea de la calidad de la corriente. Surgió la hipótesis de que esta oscilación fuera debida a los microcontactos que ejerce el cirujano con su gesto con el electrodo y el efecto de la resistencia del tejido cambiando, lo que cambiaría la corriente, más allá de un posible ruido acoplado. Como no es tan importante pero el diseño ya se ha hecho, se propone a continuación la solución complementaria que dependería de la validación del sistema en un entorno real quirúrgico.

Primero se probó un filtro *moving average*, que suele ser ideal para reducir ruido en muestras. Este tipo de filtro tiene una serie de pesos con los que se hace una convolución con las muestras. Labview ofrece el de 15 pesos de Spencer y los de 7, 9, 13 y 23 pesos de Henderson. Por ejemplo, los pesos del 7 de Henderson son:

$[-0.05874 \ 0.05874 \ 0.29371 \ 0.41259 \ 0.29371 \ 0.05874 \ -0.05874]$ .

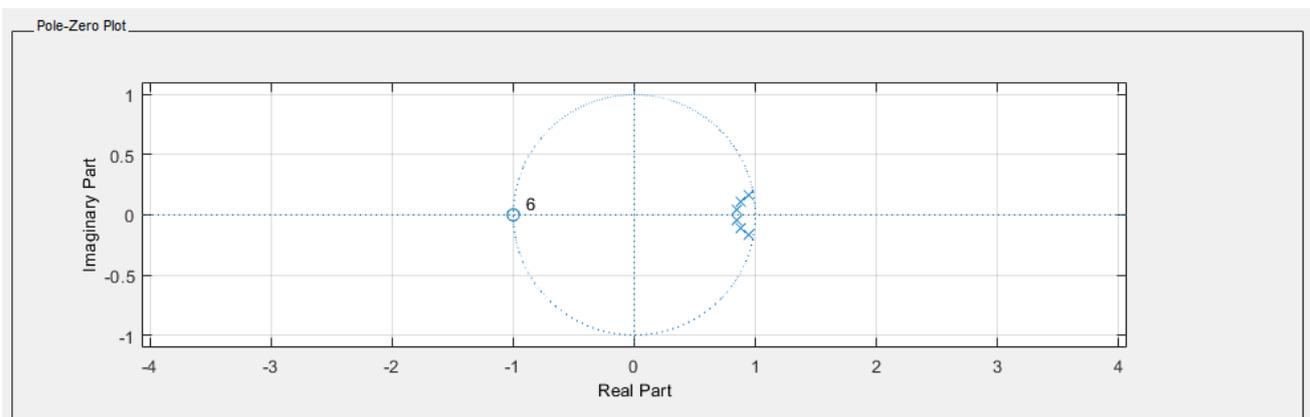
Siempre son simétricos y un número impar de ellos. Labview también ofrece al usuario elegir su propio número de pesos y los propios pesos, ignorando lo que se elija en el input de *method* [7]. Pero al no ser eficaz ninguno de los predeterminados, se optó por diseñar un FIR o IIR.

Se optó por usar la toolbox de *Filter Designer* de Matlab. Con ella, se diseñó un filtro digital paso-bajo para eliminar el ruido generado por la máquina de radiofrecuencia con la frecuencia de corte 30 Hz ( $f_{\text{paso}}= 10$  Hz;  $f_{\text{stop}}= 50$  Hz). La ganancia en la banda pasante es 1, puesto que no se desea amplificar más. Con el método más flexible para los FIR, el de Parks-McClellan, se obtiene un filtro de orden 25. Se cambió a un IIR tipo Butterworth y el número de coeficientes descendió considerablemente, obteniendo uno de orden 6. En la Figura 51 está su respuesta en frecuencia.



**Figura 51.** Diagrama de Bode de la magnitud del filtro IIR.

Es de sobra conocido que los filtros IIR requieren muchos menos coeficientes para implementarse con las mismas especificaciones que para uno FIR. Por este motivo, se escogió un filtro IIR. Además, la ventaja de que sea uno tipo Butterworth es que la banda de paso es plana. El riesgo que podría haber es en la forma de cuantificarlo que podría dar lugar a una inestabilidad si los polos salen de la circunferencia unidad. En la Figura 52 se puede ver el diagrama de polos y ceros del filtro. Los coeficientes obtenidos en Matlab para el numerador son (sin cuantificar y simétricos):  $[3.5789 \cdot 10^{-7} \ 2.1473 \cdot 10^{-6} \ 5.3683 \cdot 10^{-6} \ 7.1578 \cdot 10^{-6}]$ . Los coeficientes del denominador son (sin cuantificar):  $[1 \ -5.3124 \ 11.7945 \ -14.0049 \ 9.3787 \ -3.3580 \ 0.5021]$ .



**Figura 52.** Diagrama de polos y ceros del filtro IIR.

Como también se dijo durante los apartados de diseño, hay una parte de información que se pierde debido al offset dando como resultado una tensión negativa para valores inferiores a 250 mA. Esta corrección sería imprescindible para tener un diseño completo y no dar falsa información al cirujano. La forma de hacerlo es por hardware, justo después del filtro paso-bajo.

El inconveniente de usar un microcontrolador es que puede resultar lento y en aplicaciones médicas, probablemente se precise tener algo más eficiente. Por eso, sería una buena idea convertir en un futuro el diseño de la digitalización en hardware, en un ASIC. En un principio, se iba a implementar en FPGA y conectado a un monitor VGA por un puerto de la placa de desarrollo DE2-115 de los laboratorios de la ETSIT. Pero eso añadía complejidad al TFM que ya había tenido varias fases de desarrollo en el procesado analógico. Además, para convertirlo a FPGA, la salida debe ser digitalizada antes. Esto debería luego ser verificado diseñando un banco de pruebas

que contemple las diferentes situaciones, incluso las más extremas con el fin de detectar posibles bugs.

Otra mejora consistiría en incluir un procesado avanzado basado en el gesto quirúrgico de los cirujanos que usen el sistema. Un sistema puede mejorarse si se analizan posibles errores cometidos por quienes lo van a usar. Como podría estar aplicándose durante mucho tiempo en un área, sería interesante analizar bajadas graduales y subidas excesivas de corriente suministrada. Es importante recordar que la corriente aplicada está directamente relacionada con el área de contacto. Si además el tejido que se va a tratar tiene unas características que hagan que los umbrales previamente establecidos no sirvan, se consideraría incluir una pantalla táctil para modificar los valores a decisión del cirujano.

También habría que replantear la alimentación. El prototipo funciona con alimentación simétrica  $\pm 15$  V. El AO de la entrada no es rail-to-rail por lo que si se decidiera alimentar con alimentación no simétrica, se perderían 2 V por arriba (no importa) y por abajo en la señal teniendo en cuenta una alimentación de 0 a 9 V, según el output voltage swing que indica su datasheet. Se perderían 3 V por abajo si la alimentación fuera de 0 a 30 V.

En un diseño correcto, la siguiente fase sería mejorar la PCB para la que se ha hecho un diseño provisional en Altium Designer. Además se harían unos análisis de integridad de señal, ya que se trata de un sistema que podría ser muy susceptible al ruido y es un tema clave en el entorno en que se va a trabajar. En los Anexos se propone unos esquemáticos en Altium Designer con el procesado analógico actual y unas redes de desacoplo además de una PCB provisional de dichos esquemáticos.

Finalmente, sería necesario validar el sistema completo y eso incluye hacer pruebas de compatibilidad electromagnética. De esta forma, se podría saber si el diseño es perfecto a prueba de inmunidad electromagnética.

## 7. Referencias

[1] "Comparison of two radiofrequency-based hemostatic devices: saline-linked bipolar vs. cooled-electrode monopolar" <https://pubmed.ncbi.nlm.nih.gov/36351216/> (consultado el 21 de mayo de 2024)

[2] "Transección hepática sin suturas mediante un nuevo instrumento asistido por radiofrecuencia. Modelado teórico, estudio experimental y ensayo clínico" <https://www.elsevier.es/es-revista-cirugia-espanola-36-articulo-transeccion-hepatica-sin-suturas-mediante-S0009739X10004057> (consultado el 22 de febrero de 2024)

[3] "P6021 Instruction Manual" <https://download.tek.com/manual/070094706.pdf> (consultado el 23 de febrero de 2024)

[4] "Tektronix P6021" <https://il.farnell.com/tektronix/p6021/probe-ac-current-15a-60mhz/dp/8020515> (consultado el 20 de mayo de 2024)

[5] "DS50UB-1V" <https://danisense.com/archive/DS50UB-1V.pdf> (consultado el 20 de mayo de 2024)

[6] "Activity: envelope detector"  
<https://wiki.analog.com/university/courses/electronics/electronics-lab-envelope-detector> (consultado el 7 de febrero de 2024)

[7] "TSA Moving Average VI" [https://www.ni.com/docs/en-US/bundle/labview-advanced-signal-processing-toolkit-api-ref/page/lvtimeseriestk/tsa\\_moving\\_average.html](https://www.ni.com/docs/en-US/bundle/labview-advanced-signal-processing-toolkit-api-ref/page/lvtimeseriestk/tsa_moving_average.html) (consultado el 2 de mayo de 2024)

[8] "Multilayer. Features manufacture multilayer and General tolerances" <https://www.lab-circuits.com/en/manufacture-multilayer> (consultado el 28 de junio de 2024)