



Universidad
Zaragoza

Trabajo Fin de Grado

Sistemas de acondicionado para medidas de impedancia

Autor

Luis Beltrán Villellas Cabrerizo

Directores

Belén Calvo López
Nicolás Medrano Marqués

Dpto. Ingeniería Electrónica y Comunicaciones. Área de Electrónica.
Grado en Física. Facultad de Ciencias.

Julio 2024

Índice de figuras

1	<i>Impedancia compleja</i>	3
2	<i>Esquema del sistema de lectura basado en detección sensible de amplitud y fase.</i>	6
3	<i>Diagrama del circuito empleado para la validación con el multiplicador AD734.</i>	7
4	<i>Caracterización del multiplicador de cuatro cuadrantes.</i>	8
5	<i>Tensión recuperada frente a amplitud.</i>	9
6	<i>Respuesta en frecuencia de la tensión recuperada para distintos valores de amplitud de entrada.</i>	9
7	<i>Tensión a la salida frente a la amplitud de la señal de interés. Ajuste lineal de los valores medidos.</i>	10
8	<i>Tensión a la salida frente a la amplitud de la señal de interés para distintos valores de fase, junto con las ecuaciones de las rectas.</i>	10
9	<i>Tensión a la salida frente a la amplitud de la señal de interés. Ajuste lineal de los valores medidos.</i>	11
10	<i>Tensión a la salida frente a la amplitud de la señal de interés para distintos valores de fase, junto con las ecuaciones de las rectas.</i>	11
11	<i>(a) Señal de entrada; (b) Implementación del mixer; (c) Señal rectificada a la salida.</i>	12
12	<i>Señales obtenidas en el circuito para fases de la señal a recuperar de 0 (izquierda), 45 (centro) y 90 grados (derecha). Canal 1 (amarillo): Señal de interés. Canal 2(verde): Señal de referencia. Canal 3 (magenta) y 4 (azul): Señal a la salida (V_X, V_Y)</i>	12
13	<i>Esquema del amplificador MAX4198.</i>	13
14	<i>Esquema del amplificador AD8476.</i>	13
15	<i>Caracterización del comportamiento BPF del sistema PSD.</i>	14
16	<i>Esquema del circuito construido.</i>	15
17	<i>Comportamiento del amplificador de salida única ante distintos valores de frecuencia.</i>	16
18	<i>Valores de amplitud recuperados a distintos valores de frecuencia.</i>	16
19	<i>Valores de fase recuperados a distintos valores de frecuencia.</i>	16
20	<i>Esquema del circuito construido.</i>	17
21	<i>Comportamiento del amplificador de salida única ante distintos valores de frecuencia.</i>	18
22	<i>Valores de amplitud recuperados a distintos valores de frecuencia.</i>	18
23	<i>Valores de fase recuperados a distintos valores de frecuencia.</i>	18
24	<i>Esquema del DUT empleado.</i>	19
25	<i>Foto del dispositivo construido.</i>	19
26	<i>Simulación de los valores de impedancia y fase frente a la frecuencia.</i>	20
27	<i>Valores medidos de impedancia y fase frente a la frecuencia con el amplificador de salida única.</i>	20
28	<i>Valores medidos de impedancia y fase frente a la frecuencia con el amplificador de salida diferencial.</i>	21
29	<i>Simulación de los valores de impedancia y fase frente a la frecuencia.</i>	21
30	<i>Valores medidos de impedancia y fase frente a la frecuencia con el amplificador de salida diferencial.</i>	22

Índice de Tablas

1	<i>Modelos eléctricos y aplicaciones de IS</i>	3
2	<i>Características principales de los amplificadores AD8476 y MAX4198</i> . .	14

Lista de Acrónimos

AWG	Generador de señales arbitrario, <i>Arbitrary Waveform Generator</i>
BPF	Filtro pasa-banda, <i>Band-Pass Filter</i>
BW	Ancho de banda, <i>BandWidth</i>
DUT	Dispositivo bajo test, <i>Device Under Test</i>
FRA	Análisis de respuesta en frecuencia, <i>Frequency Response Analysis</i>
FFT	Transformada rápida de Fourier, <i>Fast Fourier Transform</i>
IS	Espectroscopia de impedancia, <i>Impedance Spectroscopy</i>
LPF	Filtro pasa-baja, <i>Low pass filter</i>
LVLP	Bajo voltaje y baja potencia, <i>Low-power low-voltage</i>
PSD	Detección sensible a fase, <i>Phase Sensitive Detection</i>
SNR	Relación señal-a-ruido, <i>Signal to Noise Ratio</i>

Índice

Índice de figuras	I
Índice de Tablas	II
1 Introducción	2
1.1 Motivación	2
1.2 Objetivos	4
2 Técnica PSD	5
2.1 Principio de funcionamiento	5
2.2 Validación experimental - Multiplicadores	7
2.2.1 Producto de rampa por señal en DC	8
2.2.2 Producto de dos señales sinusoidales en fase	8
2.2.3 Producto de dos señales sinusoidales desfasadas entre sí	9
2.2.4 Producto de señal sinusoidal por señal cuadrada con fase variable	10
3 Implementación electrónica	12
3.1 Consideraciones generales de implementación	12
3.2 Sistema PSD basado en salida única	15
3.3 Sistema PSD basado en salida diferencial	17
4 Ejemplo de aplicación: Detección de proteínas	19
4.1 Simulación del modelo eléctrico	20
4.2 Medidas con PSD con salida única	20
4.3 Medidas con PSD con salida diferencial	21
4.4 Modificación del modelo: Condensador de 470 pF	21
5 Conclusiones	23
Bibliografía	25
A Anexo I: Código Python	26

1. Introducción

1.1. Motivación

Mientras que la existencia de sensores integrados en tecnologías microelectrónicas comerciales altamente selectivos y paralelizables ya resulta habitual (acelerómetros, sensores de humedad, pH, electrodos, etc.), la electrónica de adquisición y acondicionado requerida no siempre lleva este mismo ritmo de evolución. Un ejemplo de esta asimetría en el desarrollo entre sensores y su necesaria electrónica se da en la espectroscopia de impedancia (*Impedance Spectroscopy*, IS), basada en la medición de la respuesta alterna proporcionada por el dispositivo bajo estudio ante un estímulo también alterno, de modo que es posible determinar su impedancia eléctrica en un rango determinado de frecuencias para, a partir de estos datos, obtener sus características y propiedades. Es decir, la información se obtiene a partir de la evaluación de su impedancia Z en un determinado intervalo de frecuencias de estímulo.

La medida dinámica de impedancia se realiza generalmente mediante equipos de instrumentación de laboratorio de alto coste, tamaño y peso, lo que dificulta el aprovechamiento de la capacidad de paralelización e integración de los propios sensores. Esto hace que actualmente exista una intensa investigación orientada a la implementación de sistemas electrónicos de medida de impedancia con las características adecuadas de tamaño, consumo y sensibilidad para dar portabilidad a las diferentes y novedosas aplicaciones de esta técnica fuera de los laboratorios especializados, que incluyen desde monitorización ambiental y control alimentario hasta diagnóstico molecular, así como detección de virus y proteínas [1], [2], [3].

En muchas de estas aplicaciones el sistema bajo estudio tiene origen biológico, lo que presenta la dificultad añadida de requerir señales de excitación de bajo valor eficaz para evitar dañar la integridad de la muestra o dispositivo bajo test (*Device Under Test*, DUT). Esto da lugar a señales de salida con bajas relaciones señal-a-ruido (*Signal to Noise Ratio*, SNR), siendo necesario el empleo de técnicas especiales para la recuperación de la información procedente del sensor, diferentes de los tradicionales amplificadores de señal.

Una de estas técnicas capaz de recuperar señales con SNRs bajos es la denominada Análisis de Respuesta en Frecuencia (*Frequency Response Analysis*, FRA), basada en la Detección Sensible a Fase (*Phase Sensitive Detection*, PSD). Comparada con otras alternativas, como la Transformada Rápida de Fourier (*Fast Fourier Transform*, FFT), su complejidad es menor tanto a nivel hardware como software, y por tanto, tiene mayor potencial para solucionar el reto abierto de diseñar un sistema de medida de impedancia cumpliendo los requisitos de un sistema portátil eficiente en términos de tamaño y consumo, alcanzando simultáneamente una resolución y fiabilidad equiparables a los obtenidos con equipos de instrumentación de laboratorio.

Este Trabajo de Fin de Grado se centra en la medida de impedancia bajo las condiciones expuestas anteriormente.

Recordemos que la impedancia eléctrica (Figura 1) se define como una magnitud compleja de la forma:

$$Z = Z_R + jZ_I \quad (1)$$

donde $Re(Z) = Z_R$ es la resistencia, $Im(Z) = Z_I$ es la reactancia, ambas medidas en Ohmios $[\Omega]$. La ecuación (1) puede expresarse en coordenadas esféricas de la forma:

$$Z = |Z|(\cos\theta + j\sin\theta) = |Z|e^{j\theta} \quad (2)$$

siendo $|Z|$ la magnitud y θ la fase. La Figura 1 muestra el plano de impedancia compleja en el que se relacionan los valores Z_R , Z_I , $|Z|$, θ .

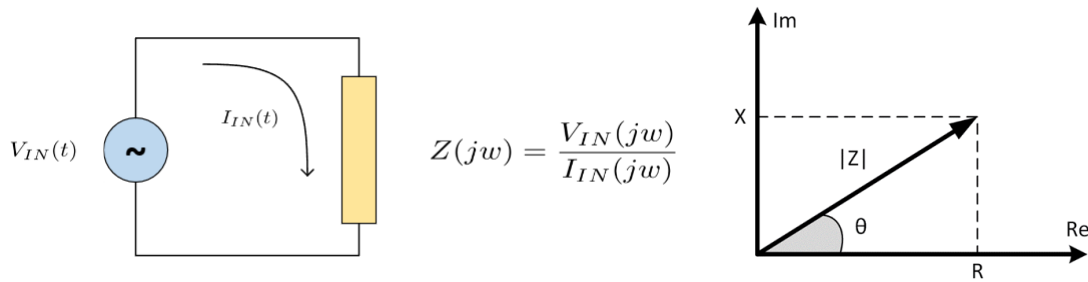


Figura 1: Impedancia compleja

En espectroscopia de impedancia el objetivo es recuperar el valor de Z , siendo necesario por tanto recuperar las componentes real e imaginaria:

$$Z_R = |Z|\cos\theta \quad Z_I = |Z|\sin\theta \quad (3)$$

o, equivalentemente, la magnitud y fase:

$$|Z| = \sqrt{Z_I^2 + Z_R^2} \quad \theta = \arctan\left(\frac{Z_I}{Z_R}\right) \quad (4)$$

En la Tabla 1 se muestran varias aplicaciones de espectroscopia de impedancia, así como los modelos eléctricos equivalentes y sus valores, con el rango de frecuencia de interés.

Tabla 1: Modelos eléctricos y aplicaciones de IS

Modelo eléctrico	Valores del modelo	Aplicación
R_S C_S 	$R_S = 500\Omega$, $C_S = 200 \text{ pF}$, $\Delta f_0 = \{0.1 - 1\} \text{ MHz}$	Daño sobre el recubrimiento de un metal [1]
	$R_S = 664\Omega$, $R_P = 284.8\Omega$, $C_P = 48.42 \mu\text{F}$, $\Delta f_0 = \{188 - 5,8\} \text{ kHz}$	Detección de fibrosis inducida por marcapasos [2]
	$R_S = 431\text{k}\Omega$, $R_P = 149.1\text{k}\Omega$, $C_P = 47 \text{ pF}$, $\Delta f_0 = \{34 - 337\} \text{ kHz}$	Detección de proteínas [3]

1.2. Objetivos

La finalidad de este trabajo de fin de grado es el diseño y caracterización de un sistema de medida de una impedancia mediante FRA (Análisis de Respuesta en Frecuencia), basado en la técnica PSD (Detección Sensible a Fase), desarrollado mediante componentes comerciales que cumpla requisitos de bajo consumo, baja señal, reducido tamaño y compatible con baterías, capaz de procesar señales en un rango de frecuencia de hasta 100 kHz .

El trabajo se ha dividido en tres partes principales: En el capítulo 2 se presentará el principio del funcionamiento de la técnica PSD, así como una validación experimental empleando circuitos integrados específicos comerciales, con multiplicadores de cuatro cuadrantes. Se verificará el funcionamiento ante diferentes tipos de señal y ante variaciones en la fase de las señales, comprobando la validez de las ecuaciones de recuperación obtenidas al comienzo del capítulo.

Seguidamente, en el capítulo 3 se abordará la implementación del sistema de medida de impedancia con componentes de baja tensión de alimentación y fuente única haciendo uso de señales de referencia en cuadratura digitales. Esto permite una implementación electrónica simplificada basada en interruptores o switches, que es la adoptada. Además, se emplearán dos tipos de amplificadores de instrumentación diferentes, uno de salida única y otro de salida diferencial, con el objetivo de realizar una comparativa de ambos modos de trabajo.

En el capítulo 4 se construirá un modelo de detección de proteínas basado en el mostrado en la Tabla 1 y se realizarán medidas de la impedancia equivalente a partir de los valores de amplitud y fase recuperados mediante la técnica PSD a distintos valores de frecuencia. Los resultados obtenidos, tanto con el amplificador de salida única como con el amplificador de salida diferencial, se compararán con simulaciones realizadas con el software *TINA* [4], con el fin de validar el dispositivo construido.

Finalmente, el capítulo 5 incluye las conclusiones del trabajo e indica posibles mejoras y líneas futuras para una implementación robusta de un sistema de medida de impedancia con características de baja tensión de alimentación, compatible con baterías y bajo consumo.

Las caracterizaciones experimentales realizadas a lo largo del TFG se han llevado a cabo de manera automatizada, empleando Python e instrumentación avanzada (osciloscopio Keysight InfiniVision DSOX3014T, multímetro digital de 61/2 dígitos) Los códigos se recogen en el Anexo A.

2. Técnica PSD

2.1. Principio de funcionamiento

El esquema general de un sistema de lectura basado en detección sensible de amplitud y fase o detección sensible a fase PSD dual (DPSD) se muestra en la Figura 2.

El DUT se excita con una señal sinusoidal de amplitud A_{exc} y frecuencia f_0 conocidas, resultando una señal respuesta V_{sig} de igual frecuencia $f_0 = \omega_0/2\pi$ pero de amplitud A_{sig} y desfase θ con respecto a V_{exc} desconocidas:

$$V_{sig} = A_{sig} \sin(\omega_0 t + \theta) \quad (5)$$

y que constituyen la información a recuperar. Esta señal se preamplifica (A) y se multiplica respectivamente (Mixer, Mixer90) con dos señales de referencia conocidas, con frecuencia f_0 y en cuadratura, esto es, desfasadas 90° entre sí:

$$V_{ref} = A_{ref} \sin(\omega_0 t) \quad (6)$$

$$V_{ref,90} = A_{ref} \sin(\omega_0 t + \frac{\pi}{2}) \quad (7)$$

Suponiendo ganancia 1 para el preamplificador ($A=1$) por simplicidad, la salida del multiplicador de la rama superior de la Figura 2 (Mixer) vendrá dada por el producto de ambas señales:

$$V_{sig} V_{ref} = \frac{A_{sig} A_{ref}}{2} [-\cos(2\omega_0 t + \theta) + \cos\theta] \quad (8)$$

donde el primer término es una señal cosenoidal del doble de frecuencia de modulación, y el segundo término es una componente en DC. Empleando un filtro pasa-baja (LPF) con una frecuencia de corte adecuada, se elimina la primera componente y se extrae la componente en DC del canal X:

$$V_X = \frac{A_{sig} A_{ref}}{2} \cos\theta \quad (9)$$

De una forma similar, la salida del segundo canal (Mixer90), denotado como Y, proporciona para el producto $V_{sig} V_{ref,90}$ seguido del LPF una componente en DC de la forma:

$$V_Y = \frac{A_{sig} A_{ref}}{2} \sin\theta \quad (10)$$

Por tanto, a partir de la medida de V_X y V_Y se puede recuperar la amplitud A_{sig} y la fase θ de la señal de interés V_{sig} .

El uso de señales sinusoidales como señales de referencia introduce menos armónicos en la operación realizada por los multiplicadores. Sin embargo, las aplicaciones de IS requieren la implementación de osciladores sinusoidales en cuadratura en un rango de frecuencias extenso y variable, lo cual no es trivial en sistemas portátiles de bajo consumo.

La solución, teniendo en cuenta que la propia técnica PSD rechaza señales a frecuencias diferentes de f_0 , es el uso de señales cuadradas como señales de referencia, que podrían ser proporcionadas por el microcontrolador del propio sistema de medida. En este caso, la señal a la salida del multiplicador toma la forma:

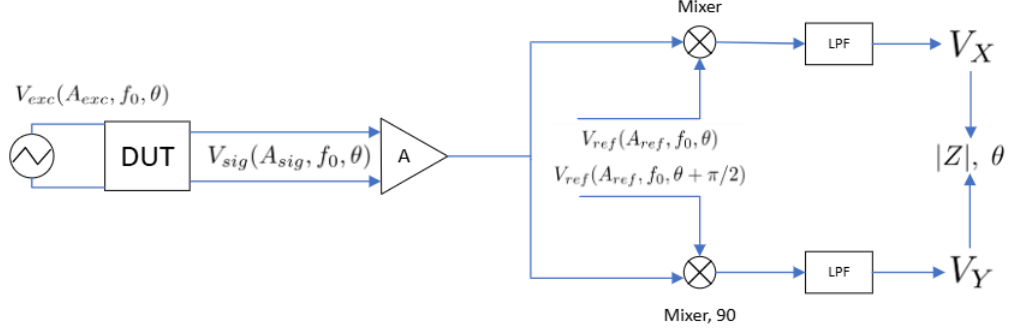


Figura 2: Esquema del sistema de lectura basado en detección sensible de amplitud y fase.

$$V_{sig}V_{ref} = A_{sig}A_{ref}\{ \cos[(\omega_{0,sig} + \omega_{0,ref})t + \theta] + \cos[(\omega_{0,sig} - \omega_{0,ref})t + \theta] - \frac{1}{3}\cos[(\omega_{0,sig} + 3\omega_{0,ref})t + \theta] - \frac{1}{3}\cos[(\omega_{0,sig} - 3\omega_{0,ref})t + \theta] + \frac{1}{5} + \dots \} \quad (11)$$

De nuevo, con un filtro pasa-baja adecuado, la componente en DC para el canal X es:

$$V_X = \frac{2A_{sig}A_{ref}}{\pi} \cos\theta \quad (12)$$

y la componente en DC para el canal Y:

$$V_Y = \frac{2A_{sig}A_{ref}}{\pi} \sin\theta \quad (13)$$

De estas ecuaciones, teniendo en cuenta que para señales cuadradas digitales $A_{ref} = 1$, podemos recuperar los valores de amplitud y fase:

$$A_{sig} = \frac{\pi}{2} \sqrt{(V_X)^2 + (V_Y)^2} \quad (14)$$

$$\theta = \arctan\left(\frac{V_X}{V_Y}\right) \quad (15)$$

Por último, puesto que se busca desarrollar un dispositivo compatible con baterías, se trabaja con una tensión de alimentación única V_{DD} . En este caso, las señales a procesar vienen centradas sobre un modo común en DC $V_{cm} = V_{DD}/2$, siendo las componentes recuperadas:

$$V_X = \frac{V_{DD}}{2} - \frac{2A_{sig}A_{ref}}{\pi} \cos\theta \quad (16)$$

$$V_Y = \frac{V_{DD}}{2} - \frac{2A_{sig}A_{ref}}{\pi} \sin\theta \quad (17)$$

y quedando por tanto las ecuaciones de magnitud y fase modificadas de la siguiente manera:

$$A_{sig} = \frac{\pi}{2} \sqrt{\left(V_X - \frac{V_{DD}}{2}\right)^2 + \left(V_Y - \frac{V_{DD}}{2}\right)^2} \quad (18)$$

$$\theta = \arctan\left(V_X - \frac{V_{DD}}{2} / V_Y - \frac{V_{DD}}{2}\right) \quad (19)$$

2.2. Validación experimental - Multiplicadores

En primer lugar se realizará una validación de la técnica PSD presentada en el apartado anterior, empleando el multiplicador comercial AD734. Tal y como se muestra en la Figura 3, el AD734 [5] realiza la multiplicación de dos señales X e Y de acuerdo con la ecuación característica:

$$W = V_{out} = \frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{10\text{ V}} + Z_2 \quad (20)$$

En nuestro caso, X_2 , Y_2 y Z_2 están conectados a tierra, por lo que tienen un valor de 0, de forma que la salida será el producto de las señales X_1 , Y_1 dividida en un factor 10, siempre que nos mantengamos en el rango $\pm 12\text{V}$.

Se recogen a continuación las diferentes caracterizaciones realizadas que permiten verificar la validez de las ecuaciones PSD, comenzando desde la más sencilla, que es la multiplicación de una constante (señal DC) por una rampa (señal triangular) hasta las más generales, dadas por las ecuaciones (8) y (11).

En todos los casos la señal respuesta se visualizará en un osciloscopio Keysight InfiniVision DSOX3014T [6], automatizando la obtención de los datos mediante un script de Python. Asimismo, para simplificar el circuito, se sustituirá el filtro pasa baja por la medición del valor medio de la señal a la salida, promediándola 32 veces.

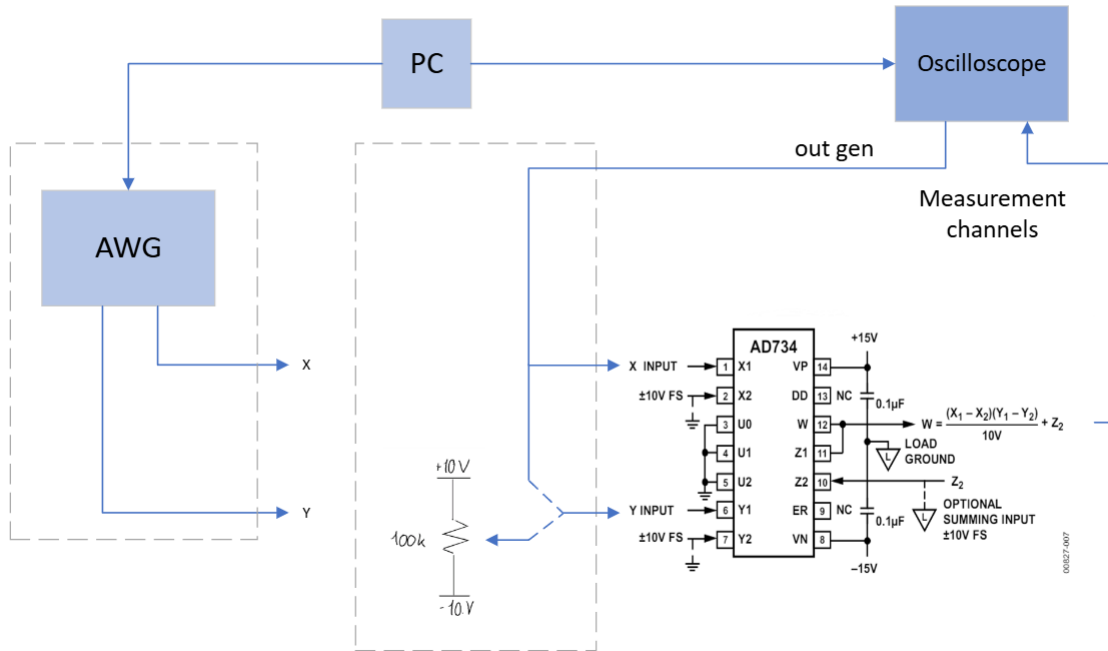


Figura 3: Diagrama del circuito empleado para la validación con el multiplicador AD734.

2.2.1. Producto de rampa por señal en DC

El primer caso estudiado es la multiplicación de una rampa (X) por una constante (Y), equivalente a multiplicar constante por constante pero barriendo los posibles valores de una de las entradas para tener una caracterización completa. Para ello, se genera una señal triangular de amplitud $A_{sig} = 2V$ y frecuencia $f_0 = 1kHz$, con valor medio 0 mediante el generador integrado en el propio osciloscopio. La señal de DC se genera mediante un potenciómetro de valor nominal $100k\Omega$, alimentado a $\pm 10V$.

Los resultados obtenidos se muestran en la Figura 4 para 32 valores de la tensión en DC en la entrada Y en saltos de $625 mV$. La salida del multiplicador, como esperamos, corresponde a una señal triangular, de igual frecuencia que la señal de entrada, con pendiente variable en función del valor en DC fijado por el potenciómetro en el rango $[-2,2]V$. Recuperamos así el resultado característico de un multiplicador de cuatro cuadrantes si nos restringimos a un semiperiodo de la señal triangular de entrada, que es lo mostrado en la Figura 4.

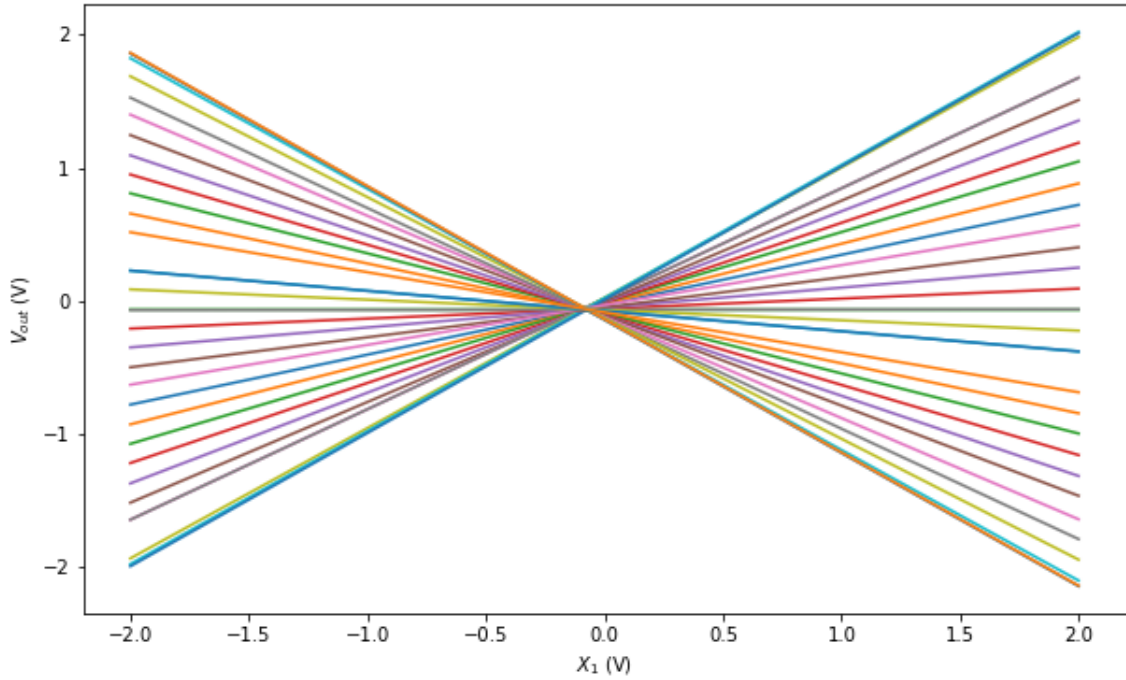


Figura 4: Caracterización del multiplicador de cuatro cuadrantes.

2.2.2. Producto de dos señales sinusoidales en fase

En este apartado se elimina el potenciómetro y se duplica la señal sinusoidal de entrada proporcionada por el generador integrado en el osciloscopio. Implementamos así el producto de una señal sinusoidal por sí misma, considerando distintos valores de la amplitud y frecuencia. El nivel de DC que se espera medir a la salida viene dado por la ecuación (9), el cual corresponde al producto de las señales $V_{sig}V_{ref}$ sinusoidales de igual amplitud y en fase:

$$V_{out,DC} = \frac{A_{sig}A_{ref}}{2} \cos(\theta_{sig} - \theta_{ref}) \quad (21)$$

Con $A_{sig} = A_{ref}$, $\theta_{sig} = \theta_{ref}$, y teniendo en cuenta la atenuación por 10 del amplificador AD734, este valor resulta:

$$V_{out,DC} = \frac{1}{10} \cdot \frac{1}{2} \cdot A_{sig} \cdot A_{ref} \cdot \cos(0) = \frac{A_{sig}^2}{20} [V] \quad (22)$$

Considerando una señal sinusoidal con la frecuencia fijada a $f = 100kHz$ y con valores de V_{pp} de $[1, 2, 3, 4, 5] V$, la Figura 5 muestra los valores experimentales recuperados, sustituyendo el filtro pasa-baja por la medición del promedio de la señal a la salida, frente a los valores teóricos dados por la ecuación (22).

Se realizó además un barrido en frecuencia en el rango $(1k - 10M)Hz$ para cada valor de amplitud con el objetivo de obtener la característica en frecuencia del multiplicador y verificar cuál es su frecuencia máxima de trabajo, que el *datasheet* fija en $10MHz$. Los resultados obtenidos se recogen en la Figura 6, en la cual se verifica que el ancho de banda, definido como la frecuencia para la cual el valor medio obtenido cae en un factor $\sqrt{2}$ se encuentra en el valor de frecuencia de $10MHz$.

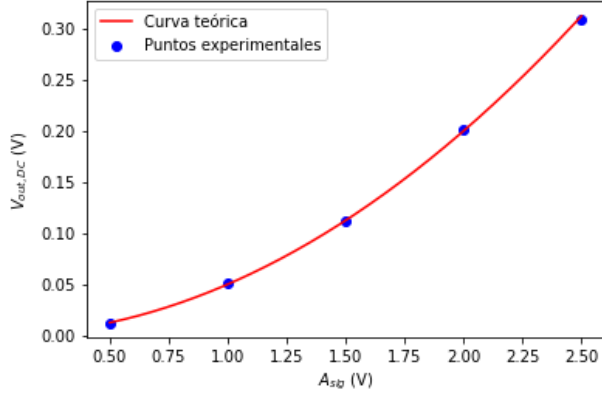


Figura 5: Tensión recuperada frente a amplitud.

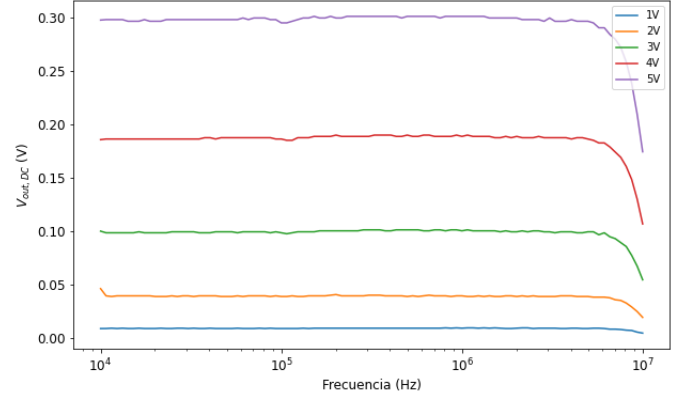


Figura 6: Respuesta en frecuencia de la tensión recuperada para distintos valores de amplitud de entrada.

2.2.3. Producto de dos señales sinusoidales desfasadas entre sí

En este apartado, se introduce un desfase θ entre las señales de interés y de referencia para mostrar la influencia de este término en el valor recuperado de acuerdo a la ecuación (9). Para ello, se considera el generador de señales arbitrario (AWG) Keysight 33522A, que permite generar dos señales simultáneamente, con amplitud y fase independientes, siguiendo el esquema mostrado en la parte izquierda de la Figura 3.

En primer lugar se generan dos señales sinusoidales, ambas de frecuencia $f = 1kHz$, la primera con amplitud $A_{ref} = 1V$, fase 0° ; y la segunda con amplitud A_{sig} variable en el rango $[0, 2.5]V$ y fase $[0, 45, 90, 135, 180]^\circ$.

Teniendo en cuenta la ecuación (9) y que el nivel de DC que se espera obtener estará dado por la ecuación

$$V_{out,DC} = \frac{A_{sig} \cdot A_{ref}}{2} \cdot \frac{1}{10} \cdot \cos(\theta_{sig} - \theta_{ref}) \quad (23)$$

Los valores experimentales obtenidos, medidos como valor medio, considerando amplitud variable y $\theta_{sig} = \theta_{ref}$ (caso 2.2.2) se muestran en la Figura 7 frente a los valores teóricos.

Por otro lado, los resultados experimentales, obtenidos al considerar los distintos desfases, se muestran junto con sus ajustes en la Figura 8. Se observa que al aumentar el valor de la fase θ_{sig} , la pendiente va disminuyendo debido al término del coseno.

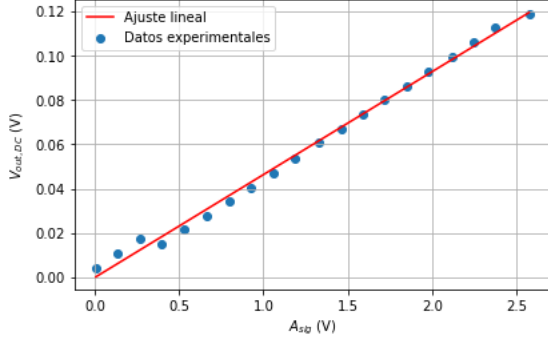


Figura 7: Tensión a la salida frente a la amplitud de la señal de interés. Ajuste lineal de los valores medidos.

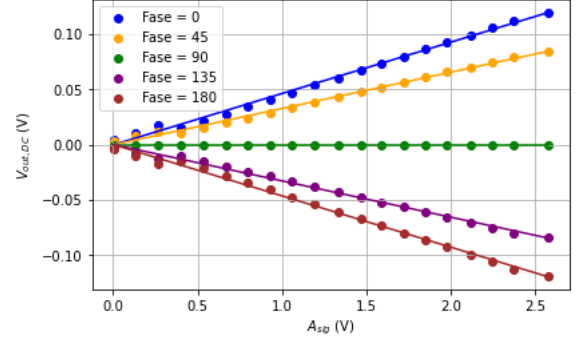


Figura 8: Tensión a la salida frente a la amplitud de la señal de interés para distintos valores de fase, junto con las ecuaciones de las rectas.

Para la primera caracterización (Figura 7), el ajuste lineal de los valores experimentales (recta roja) viene dado por $V_{out,DC} = 0,047 \cdot A_{sig} \pm 0,006$, mientras que la recta teórica esta dada por $V_{teo,DC} = 0,050 \cdot A_{sig} \pm 0,010$ V. Realizando el cálculo del error relativo entre las magnitudes, se obtiene un error de ganancia de un 6% y un error de offset de 4 mV, esto es, un error de un 0,02% sobre fondo de escala ($F.E. = \pm 10$ V).

Por otro lado, al analizar los cambios de fase (Figura 8), se obtienen errores relativos de ganancia por debajo del 10%, y los errores de offset se mantienen por debajo de 4 mV.

2.2.4. Producto de señal sinusoidal por señal cuadrada con fase variable

Para finalizar la verificación, se cambiará la señal de referencia a una señal cuadrada. La señal de interés, sinusoidal, y la señal de referencia, cuadrada, se generarán de forma análoga al apartado anterior mediante el AWG, obteniendo a la salida del dispositivo, una vez promediado, un valor de DC dado por la ecuación:

$$V_{out,DC} = A_{sig} \cdot A_{ref} \cdot \frac{2}{10\pi} \cos(\theta_{sig} - \theta_{ref}) \quad (24)$$

Para realizar el estudio de la respuesta del multiplicador se realizarán dos comprobaciones, de forma análoga al apartado anterior: con la señal de referencia y la de interés en fase, es decir, $\theta_{sig} - \theta_{ref} = 0$, y considerando distintos desfases.

La señal de referencia estará caracterizada por una frecuencia $f = 1\text{kHz}$, fase $\theta_{ref} = 0$, y un voltaje $V_{pp} = 2\text{V}$. Así, se irá variando la amplitud de la señal de interés en el rango $[0, 2, 5]$ V, manteniendo fija su frecuencia en $f = 1\text{kHz}$. Representando el voltaje promedio a la salida $V_{out,DC}$ frente al voltaje pico-pico de la señal de entrada, la Figura 9 muestra los valores medidos considerando $\theta_{sig} = \theta_{ref}$. Ajustando estos valores a una recta, se obtiene la siguiente ecuación: $V_{out,DC} = 0,058 \cdot A_{sig} \pm 0,008$. Comparando con la

ecuación teórica, $V_{teo,DC} = 0,063 \cdot A_{sig} \pm 0,010$, se obtiene un error relativo en ganancia de un 8% y un error de offset de 2 mV.

Finalmente, se completa esta misma caracterización, pero variando el valor de la diferencia de fases $\theta_{sig} - \theta_{ref}$, con los valores $\theta_{sig} = [0, 45, 90, 135, 180]^\circ$. Los resultados obtenidos se representan en la Figura 10 junto con los ajustes a las rectas correspondientes. De manera similar al apartado anterior, al incrementar este valor la pendiente va disminuyendo. Analizando las ecuaciones de las rectas obtenidas, se observan unos valores de error de ganancia similar al primer caso, de un 9% mientras que se obtiene un error de offset de 4 mV.

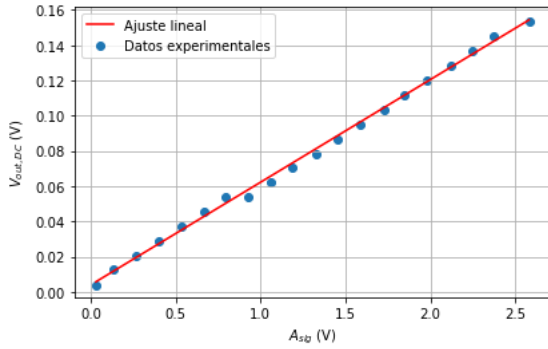


Figura 9: Tensión a la salida frente a la amplitud de la señal de interés. Ajuste lineal de los valores medidos.

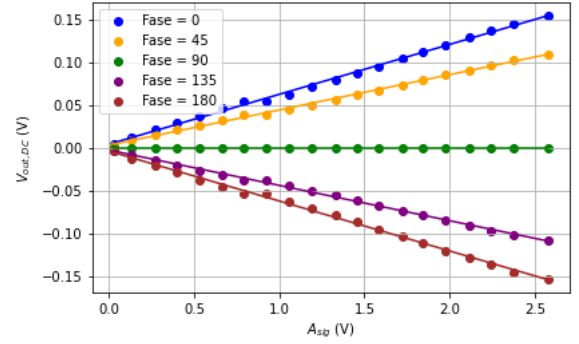


Figura 10: Tensión a la salida frente a la amplitud de la señal de interés para distintos valores de fase, junto con las ecuaciones de las rectas.

3. Implementación electrónica

3.1. Consideraciones generales de implementación

Puesto que el objetivo es la implementación de un sistema bajo requisitos de baja tensión de alimentación, compatible con baterías y bajo consumo (*low-power low-voltage*, LVLP), estas son las consideraciones principales que tendremos en cuenta a la hora de elegir los componentes comerciales para la implementación electrónica.

Como señales de referencia en cuadratura V_{ref} , $V_{ref,90}$ consideraremos señales digitales $V_{DD} - 0$, de forma que, para cada frecuencia de trabajo f_0 , las ecuaciones de recuperación de magnitud A_{sig} y fase θ de la señal de interés, trabajando con tensión de alimentación única V_{DD} vendrán dadas por las ecuaciones (18) y (19).

Trabajando con una señal de referencia cuadrada, ha de notarse que la operación del mixer es equivalente a tener dos fases de operación en función del valor $V_{DD} - 0$ de la señal de referencia o control: una fase en la que la señal de interés pasa sin modificarse ($V_{sig} \times 1$), y otra fase en la que se invierte ($V_{sig} \times (-1)$), sobre el nivel de referencia, $V_{DD}/2$. Este proceso puede implementarse como se muestra en la Figura 11, mediante interruptores o switches seguidos de un amplificador de instrumentación (AI).

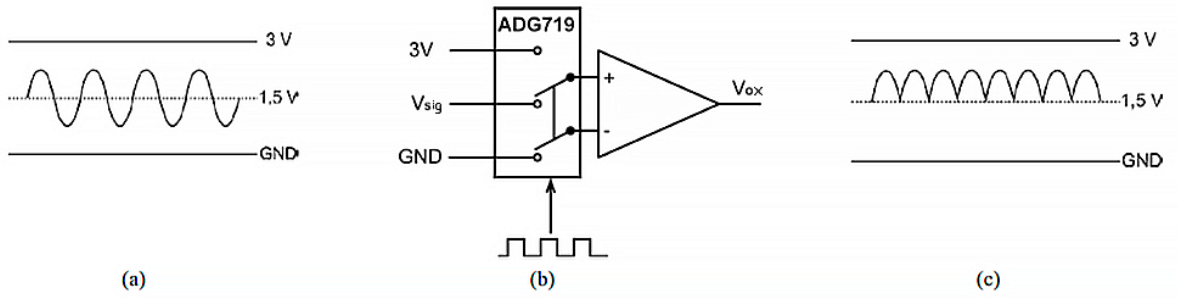


Figura 11: (a) Señal de entrada; (b) Implementación del mixer; (c) Señal rectificada a la salida.

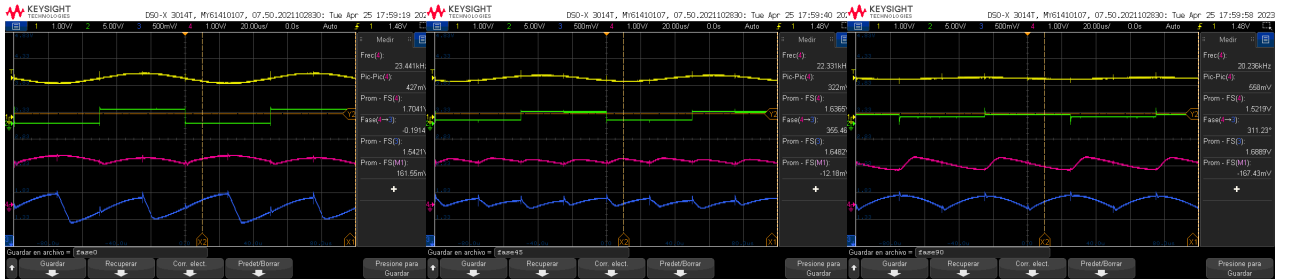


Figura 12: Señales obtenidas en el circuito para fases de la señal a recuperar de 0 (izquierda), 45 (centro) y 90 grados (derecha). Canal 1 (amarillo): Señal de interés. Canal 2(verde): Señal de referencia. Canal 3 (magenta) y 4 (azul): Señal a la salida (V_X , V_Y)

La operación del mixer mostrado en la Figura 11, supuesto un AI de ganancia unidad, está dada, en el caso de V_{sig} , V_{ref} en fase, por:

$$V_o = \begin{cases} V_{in} - 0 & \text{si } V_{in} > 1,5 \text{ V} \\ 3 - V_{in} & \text{si } V_{in} < 1,5 \text{ V} \end{cases} \quad (25)$$

Este comportamiento se muestra en la Figura 12, donde se observan las señales de las salidas V_{OX} , V_{OY} ante variaciones en la fase de la señal de entrada, para los valores de 0° , 45° y 90° , respectivamente. En la primera imagen se muestra cómo la señal en el canal 4 (magenta), correspondiente al voltaje de salida V_{OX} , tiene la forma de un seno rectificado. A medida que el desfase aumenta, esta forma la va adoptando la señal de salida V_{OY} (canal 4, azul), completándose este proceso con un desfase de 90° , cuando este valor coincide con la fase de la segunda señal de referencia.

Para la implementación electrónica, los interruptores o switches empleados serán los ADG719 [7], caracterizados por una tensión de alimentación comprendida entre $[1,8, 5,5] \text{ V}$, un valor de la resistencia equivalente en ON del switch R_{ON} en el intervalo $[4, 10] \Omega$ y un tiempo de actuación entre $[6, 12] \text{ ns}$.

Como amplificadores, se consideran dos alternativas de amplificadores diferenciales de precisión con ganancia unidad, elevado ancho de banda (*BandWidth*, BW) y característica *rail-to-rail*: una primera empleando el amplificador de salida única MAX4198 [8] y una segunda utilizando el amplificador de salida diferencial AD8476 [9]. Las características principales de estos dos dispositivos, mostrados en las Figuras 13 y 14, se resumen en la Tabla 2.

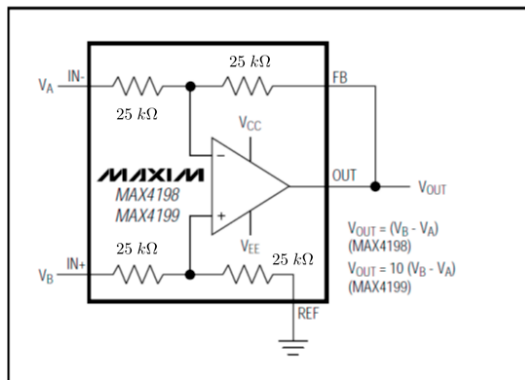


Figura 13: Esquema del amplificador MAX4198.

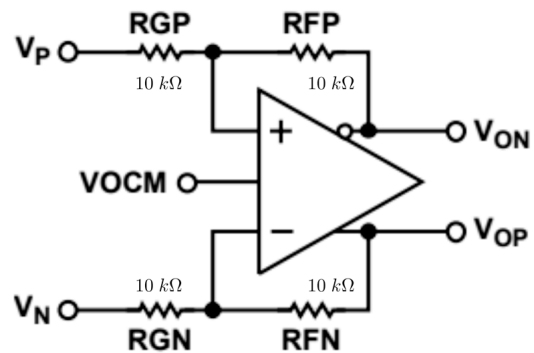


Figura 14: Esquema del amplificador AD8476.

Una vez implementados los mixers (Mixer, Mixer90), la última etapa del sistema de medida es un filtro pasa baja que será implementado mediante una red pasiva RC. La elección de su frecuencia de corte f_c es crítica: a menor f_c , mejor será la extracción en DC y por tanto mejor la precisión en la recuperación. De hecho, un sistema PSD puede interpretarse como un filtro pasa-banda (*band-pass filter*, BPF) con frecuencia central f_0 y un

Tabla 2: Características principales de los amplificadores AD8476 y MAX4198

Parámetro	MAX4198-MAX4199	AD8476
Voltaje de alimentación (VDD)	2.7 V a 5.5 V	3 V a 18 V
Corriente de reposo (I_q)	42 μ A	300 μ A
Densidad espectral de ruido, in	40 nV/\sqrt{Hz} (hasta 10 kHz)	39 nV/\sqrt{Hz} (hasta 10 kHz)
Salidas	Rail-to-rail, única	Rail-to-rail, diferencial
Ancho de banda (-3 dB)	175 kHz	6 MHz

elevado factor de calidad, el cual se puede expresar como $Q = f_0/f_c$, donde f_c es el ancho de banda del filtro LPF. Cuanto más pequeño sea el ancho de banda, mayor será el factor de calidad y por lo tanto mejorará la capacidad de eliminar el ruido e interferencias del dispositivo.

Por otro lado, al elegir f_c el sistema no puede superar la velocidad impuesta por la constante temporal $T_s = RC$ del LPF, habiendo por lo tanto un compromiso entre la precisión y la velocidad en la extracción de la componente en DC. Así, se escoge $f_c = 0,16 \text{ Hz}$ ($R = 10 \text{ k}\Omega$, $C = 100 \text{ }\mu F$) como compromiso entre la precisión en la recuperación y en los tiempos de medida.

Para probar el comportamiento equivalente como BPF altamente selectivo, se realizará una caracterización del sistema PSD empleando el amplificador de salida única, fijando la frecuencia de una de las señales de entrada a 70 kHz y se realizarán 40 medidas considerando incrementos de $0,25 \text{ Hz}$ en el rango $[69995, 70005] \text{ Hz}$ para la otra señal de entrada. El resultado se muestra en la Figura 15, donde se aprecia que se recupera en la salida una característica pasa-banda con un ancho de banda de $0,5 \text{ Hz}$. Realizando el cálculo del factor de calidad, se obtiene un valor teórico de $Q = 70000 \text{ Hz}/0,16 \text{ Hz} = 437500$. Comparando este valor con el resultado obtenido experimentalmente, $Q = 70000 \text{ Hz}/0,5 \text{ Hz} = 140000$, se observa que ambos tienen el mismo orden de magnitud.

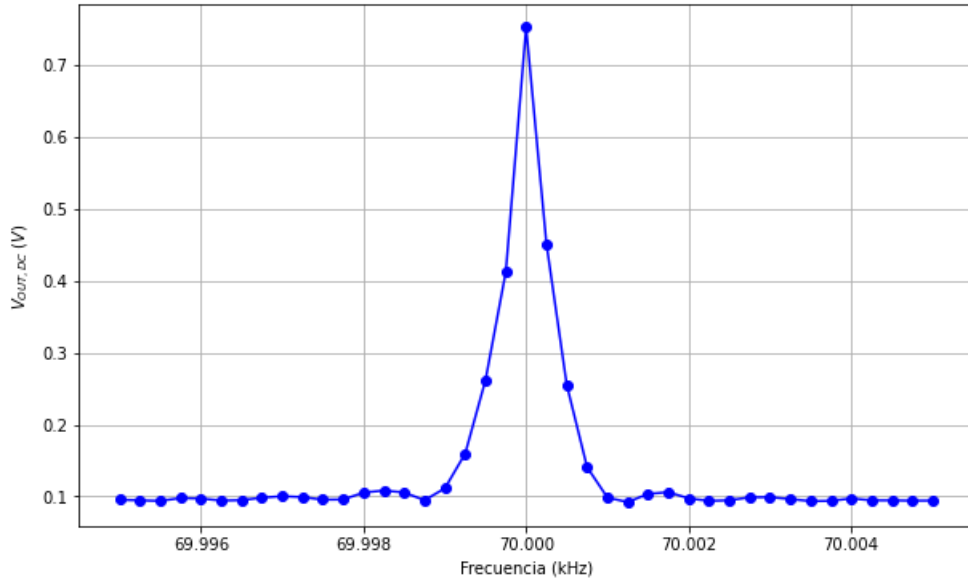


Figura 15: Caracterización del comportamiento BPF del sistema PSD.

3.2. Sistema PSD basado en salida única

El sistema de medida de impedancia basado en la técnica DPSD implementado haciendo uso de los switches ADG719, el amplificador MAX4198 de salida única y filtros LPF pasivos con $R = 10\text{ k}\Omega$, $C = 100\text{ }\mu\text{F}$ ($f_c = 0,16\text{ Hz}$) se muestra en la Figura 16. El sistema se alimenta con una tensión única $V_{dd} = 3\text{V}$, generada mediante el generador de tensión continua ATTEN TPR3003-3C, de forma que el modo común para todas las señales será $V_{dd}/2 = 1,5\text{V}$. Las señales V_{sig} a recuperar (magnitud y fase) sinusoidal, y las señales de referencia en cuadratura V_{ref} , $V_{ref,90}$, cuadradas que controlan los interruptores en cada rama X, Y, todas ellas con igual frecuencia f_0 , se generan empleando el generador de señales arbitrario AimTTi TGA12104 [10].

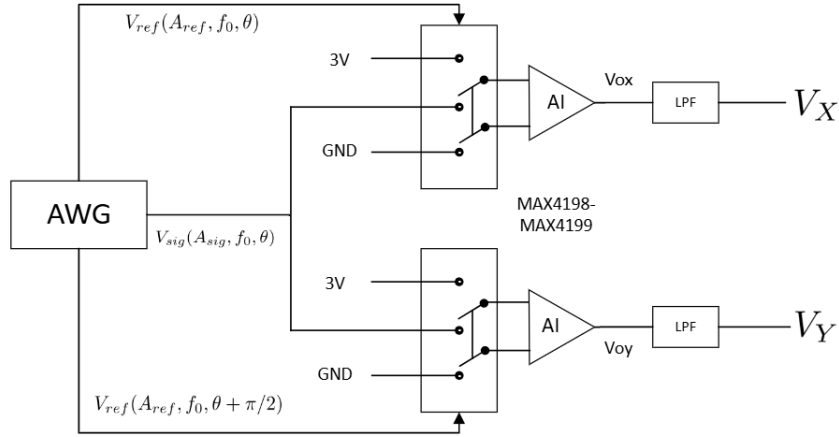


Figura 16: Esquema del circuito construido.

En primer lugar, se realizará una caracterización del ancho de banda del amplificador que permita establecer experimentalmente el rango de frecuencias de trabajo para aplicaciones de IS. Para ello, consideramos la rama X y fijamos $V_{ref} = 3\text{V}$, de modo que la salida $V_{OX} = V_{sig}$. Se excita el circuito con una señal sinusoidal V_{sig} con una amplitud de 250 mV y se realiza de forma automatizada un barrido en frecuencia en rango $[10^3, 10^6]\text{ Hz}$, midiendo el valor medio de amplitud y la fase de la señal en la entrada y salida con el osciloscopio Keysight InfiniVision DSOX3014T. Los resultados obtenidos para la respuesta en frecuencia en la salida V_{OX} se muestran en la Figura 17. Se obtiene un BW experimental de $\approx 170\text{ kHz}$, lo que concuerda con el valor de 175 kHz aportado en la hoja de características del dispositivo.

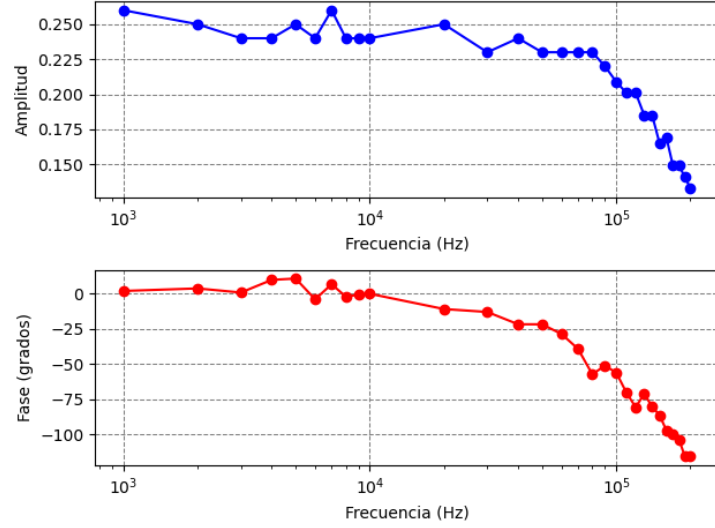


Figura 17: Comportamiento del amplificador de salida única ante distintos valores de frecuencia.

Verificado el rango de frecuencia de trabajo, se comprobará la capacidad del dispositivo para recuperar los valores de amplitud y fase de la señal de interés. Para ello, se generará en primer lugar una señal V_{sig} con fase fija $\theta_{sig} = 45^\circ$ y amplitud variable en el rango $A_{sig} = [500, 600, 700, 800, 900, 1000]mV$, midiendo las salidas V_X , V_Y con el multímetro. La Figura 18 muestra los valores de amplitud recuperados para valores de frecuencia de $f_0 = [100, 1000, 5000, 10000]Hz$ frente a los valores teóricos dados por la ecuación (18).

De manera análoga, se comprobará la capacidad de recuperación de la fase, en este caso considerando para V_{sig} amplitud fija $A_{sig} = 500mV$ y realizando medidas para valores de fase $\theta_{sig} = [0^\circ, 15^\circ, 30^\circ, 45^\circ, 60^\circ, 75^\circ, 90^\circ]$. Los resultados obtenidos se muestran en la Figura 19, frente a los valores teóricos dados por la ecuación (19).

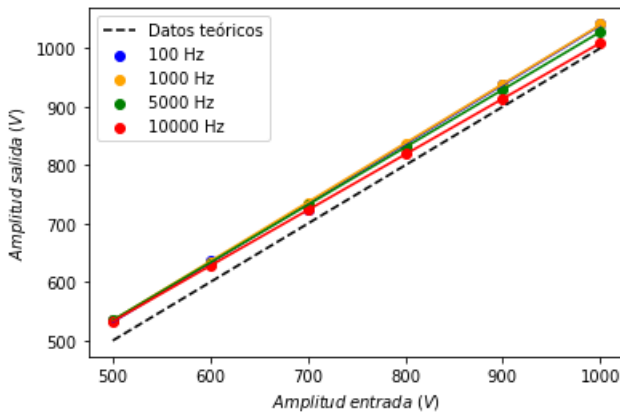


Figura 18: Valores de amplitud recuperados a distintos valores de frecuencia.

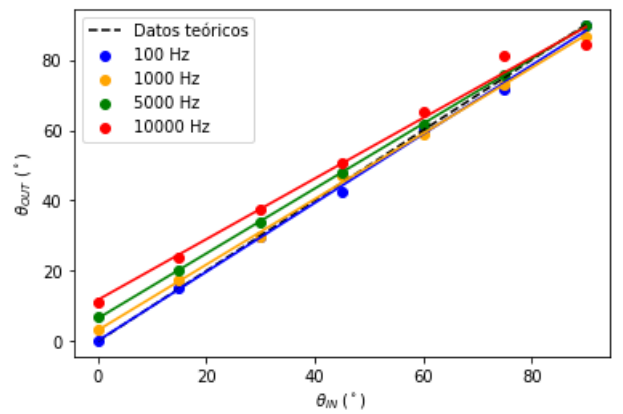


Figura 19: Valores de fase recuperados a distintos valores de frecuencia.

3.3. Sistema PSD basado en salida diferencial

De forma análoga al apartado anterior, se realizará la caracterización del amplificador de salida diferencial AD8476, empleando los mismos filtros LPF pasivos. Nuevamente, se alimenta el circuito, mostrado en la Figura 20 con una tensión única $V_{dd} = 3V$, generada mediante el generador de tensión continua ATEN TPR3003-3C, de forma que el modo común para todas las señales será $V_{dd}/2 = 1,5V$. Las señales V_{sig} a recuperar (magnitud y fase) sinusoidal, y las señales de referencia en cuadratura V_{ref} , $V_{ref,90}$, cuadradas que controlan los interruptores en cada rama X, Y, todas ellas con igual frecuencia f_0 , se generan empleando el generador de señales arbitrario AimTTi TGA12104 [10].

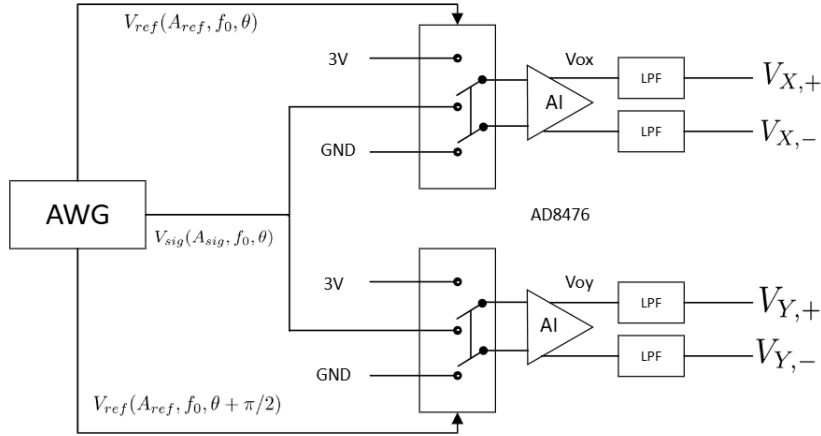


Figura 20: Esquema del circuito construido.

Siguiendo el desarrollo planteado previamente, se comenzará realizando una caracterización del ancho de banda del amplificador que permita establecer experimentalmente el rango de frecuencias de trabajo para aplicaciones de IS. Como en el caso anterior, consideramos la rama X y fijamos $V_{ref} = 3V$, de modo que la salida $V_{OX} = V_{sig}$. Se excita el circuito con una señal sinusoidal V_{sig} con una amplitud de 250 mV y se realiza de forma automatizada un barrido en frecuencia en el rango $[10^4 - 10^6]Hz$, midiendo el valor medio de amplitud y la fase de la señal en entrada y salida con el osciloscopio. Los resultados obtenidos para la respuesta en frecuencia en la salida V_{OX} se muestran en la Figura 21. Se obtiene un BW experimental de $0,9\text{ MHz}$, el cual difiere con el ancho de banda especificado en la *datasheet*. Esto puede deberse a elementos empleados en la construcción del circuito como por ejemplo la placa, la cual no permite alcanzar frecuencias tan altas.

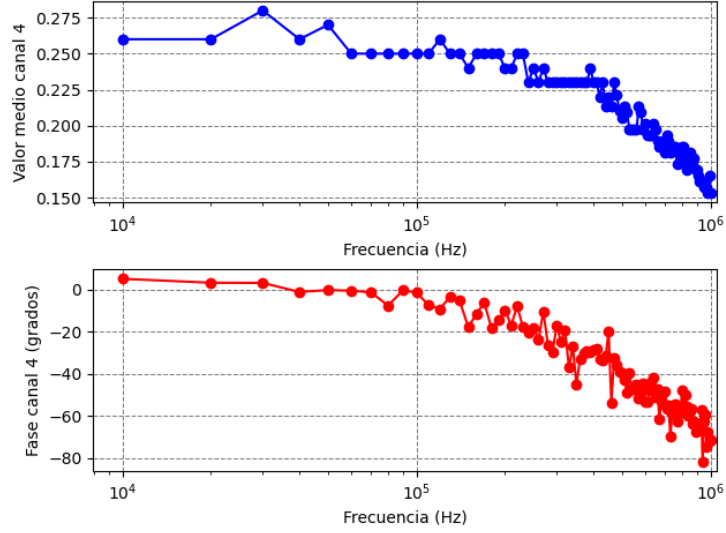


Figura 21: *Comportamiento del amplificador de salida única ante distintos valores de frecuencia.*

Para comprobar la capacidad del sistema para recuperar los valores de amplitud y fase de la señal de interés, se repetirá el proceso seguido en el apartado anterior, donde se fijó la fase a $\theta_{sig} = 45^\circ$ y amplitud variable en el rango $A_{sig} = [500, 600, 700, 800, 900, 1000]mV$, midiendo las salidas V_X , V_Y con el multímetro. La Figura 22 muestra los valores de amplitud recuperados para valores de frecuencia de $f_0 = [100, 1000, 5000, 10000, 100000]Hz$ frente a los valores teóricos dados por la ecuación (18).

De manera análoga, se comprobará la capacidad de recuperación de la fase, en este caso considerando para V_{sig} amplitud fija $A_{sig} = 500mV$ y realizando medidas para valores de fase $\theta_{sig} = [0^\circ, 15^\circ, 30^\circ, 45^\circ, 60^\circ, 75^\circ, 90^\circ]$, también para valores de frecuencia $f_0 = [100, 1000, 5000, 10000, 100000]Hz$. Los resultados obtenidos se muestran en la Figura 23, frente a los valores teóricos dados por la ecuación (19).

A diferencia de los resultados obtenidos en el apartado anterior, el amplificador de salida diferencial presenta unos resultados más precisos al aumentar la frecuencia, tanto en la recuperación de la amplitud como de la fase.

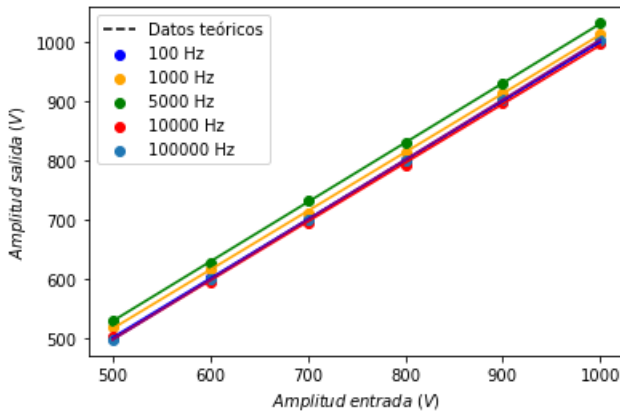


Figura 22: *Valores de amplitud recuperados a distintos valores de frecuencia.*

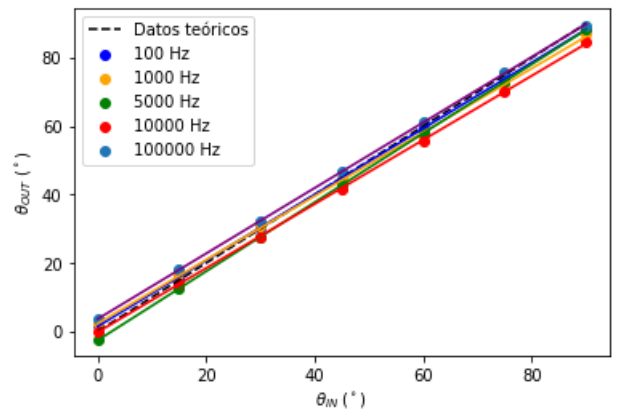


Figura 23: *Valores de fase recuperados a distintos valores de frecuencia.*

4. Ejemplo de aplicación: Detección de proteínas

Al comienzo de este trabajo de fin de grado se ha destacado la relevancia del uso de la espectroscopia de impedancia para diversas aplicaciones, entre ellas la detección de proteínas. En este apartado se caracterizará el comportamiento eléctrico de una proteína atendiendo al modelo presentado en la Tabla 1, consistente en dos resistencias de $120\text{ k}\Omega$ y un condensador de $2,4\text{ nF}$ dispuestas según el esquema presentado en la Figura 24.

Este esquema se incluirá como el DUT mostrado en la Figura 2, y se realizará la medida de la impedancia mediante un barrido en frecuencias, comparando los resultados con una simulación realizada con el software *TINA*. Una imagen del sistema completo de medida de impedancia construido se encuentra en la Figura 25. En la parte izquierda se encuentran los dos switches, mientras que en la parte derecha se encuentran los amplificadores, situándose el de salida diferencial en la parte superior y el de salida única en la parte inferior. Finalmente, el DUT se encuentra en la placa inferior.

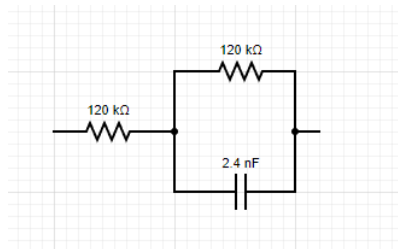


Figura 24: Esquema del DUT empleado.

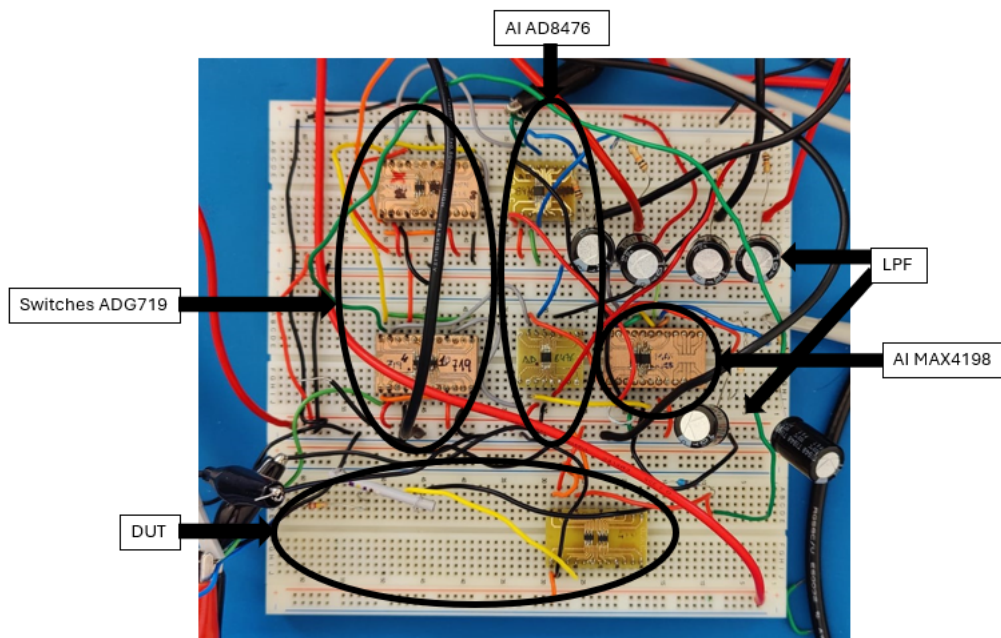


Figura 25: Foto del dispositivo construido.

4.1. Simulación del modelo eléctrico

Con el fin de comparar los resultados con el comportamiento teórico del dispositivo se ha realizado una simulación con el software *TINA*. El resultado se muestra en la Figura 26, donde la impedancia presenta una clara diferencia entre valores altos y bajos de frecuencia. La fase, por otro lado, muestra un cambio en las frecuencias en las que se produce la transición de valores de impedancia. Esto concuerda con el comportamiento del modelo, debido a que el condensador actúa como circuito abierto a frecuencias bajas y como cortocircuito a valores elevados de frecuencia.

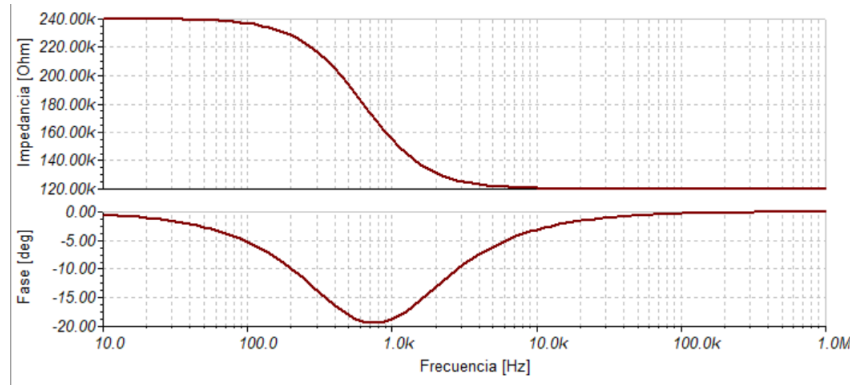


Figura 26: Simulación de los valores de impedancia y fase frente a la frecuencia.

4.2. Medidas con PSD con salida única

Para realizar las medidas con el amplificador de salida única, se alimentará el sistema con una señal de interés de amplitud $A_{sig} = 0,5V$, mientras que las señales de referencia tendrán un valor de 0 a 3 V y se medirán las señales obtenidas a la salida con el multímetro Agilent 34401A, realizando un barrido en las frecuencias comprendidas entre 10 Hz y 10^4 Hz . Representando la impedancia equivalente y la fase frente a la frecuencia se obtiene la Figura 27, donde se observa que el valor de impedancia comienza en 200 $k\Omega$, reduciéndose hasta 110 $k\Omega$ al aumentar la frecuencia. Por otro lado, la gráfica de la fase presenta una evolución de 2° a -7° , teniendo un cambio en las mismas frecuencias en las que la impedancia cambia.

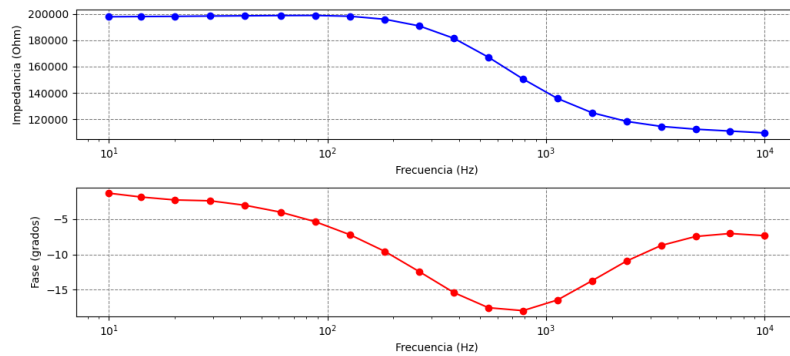


Figura 27: Valores medidos de impedancia y fase frente a la frecuencia con el amplificador de salida única.

4.3. Medidas con PSD con salida diferencial

Siguiendo el desarrollo del apartado anterior, se realizarán las mismas medidas con el amplificador de salida diferencial, recogiendo los resultados en la Figura 28. Las amplitudes de las señales se mantendrán iguales, tomando la señal de interés un valor de $A_{sig} = 0,5V$ y las señales de referencia un valor de $A_{ref} = 3V$ y se seguirá midiendo con el multímetro.

A diferencia de los resultados obtenidos con el amplificador de salida única, las medidas de impedancia son ligeramente superiores, mientras que la medida de fase varía entre -4° y 6° . Sin embargo, las frecuencias en las que se produce el cambio en las medidas coinciden en ambos amplificadores.

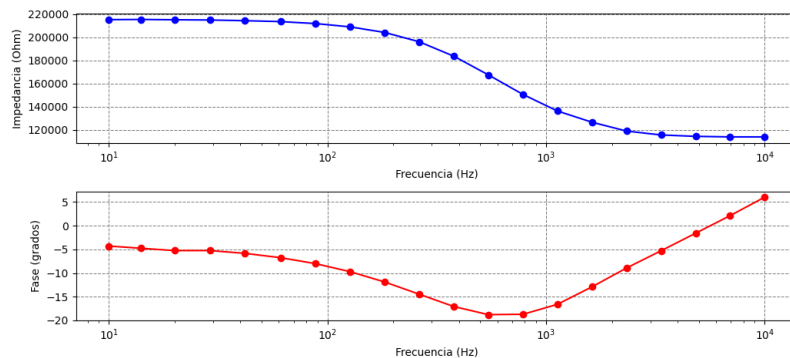


Figura 28: Valores medidos de impedancia y fase frente a la frecuencia con el amplificador de salida diferencial.

4.4. Modificación del modelo: Condensador de 470 pF

En este apartado se sustituirá el condensador utilizado anteriormente de $2,4 nF$ por otro de $470 pF$ con el fin de probar el dispositivo desarrollado frente a condiciones más exigentes, permitiendo analizar frecuencias más elevadas. De igual manera, se comprobarán los resultados con una simulación realizada con el software *TINA*. El resultado se muestra en la Figura 29, la cual es análoga a la mostrada previamente salvo por un incremento de las frecuencias en las que se produce la transición.

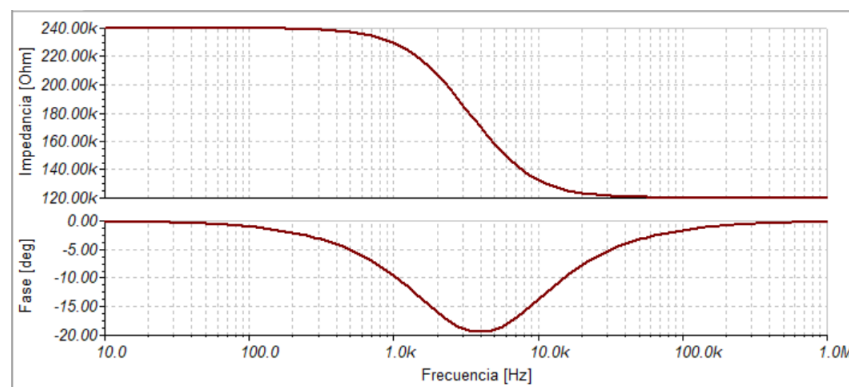


Figura 29: Simulación de los valores de impedancia y fase frente a la frecuencia.

A continuación, se repetirán las mediciones. Sin embargo, sólo se empleará el amplificador de salida diferencial debido a que es el único que cubre las frecuencias de actuación. En la

Figura 30 se recogen los resultados medidos, donde se puede observar que se aproximan al comportamiento esperado, obteniendo unas medidas de la impedancia mucho más próximas a los valores teóricos, mientras que la medida de fase está desplazada a valores inferiores a los esperados para valores bajos de frecuencia.

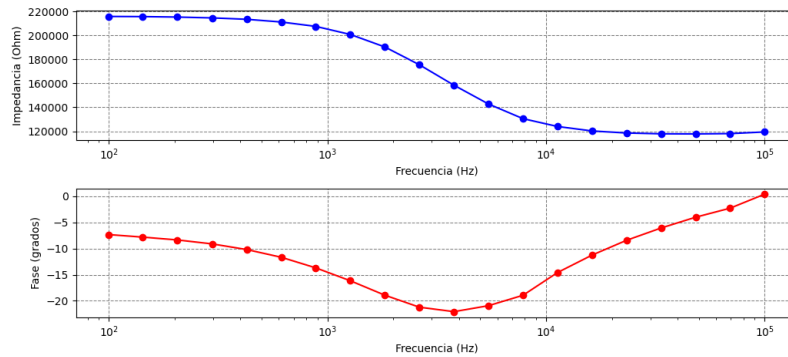


Figura 30: *Valores medidos de impedancia y fase frente a la frecuencia con el amplificador de salida diferencial.*

5. Conclusiones

En este trabajo de fin de grado se ha expuesto la necesidad de desarrollar electrónica de adquisición y acondicionamiento de sensores integrados en tecnologías microelectrónicas, debido al desfase en el desarrollo localizado en estos campos. En la espectroscopia de impedancia este problema se hace patente en el equipo comercial disponible en los laboratorios, caracterizado por su volumen, peso y coste elevado.

Se ha indicado la necesidad de emplear técnicas especiales para la recuperación de la información procedente de sensores cuando las señales a la salida pueden presentar bajas relaciones señal a ruido. Es por ello por lo que se presenta la posibilidad de emplear la técnica FRA para resolver este problema, y se plantea el desarrollo de un dispositivo capaz de realizar la medida de una impedancia bajo condiciones de bajo consumo, tensiones de alimentación compatibles con baterías y de reducido tamaño.

Tras caracterizar los componentes electrónicos necesarios, se ha comprobado experimentalmente la viabilidad de la técnica PSD dual empleando dos arquitecturas diferentes, basadas en el uso de amplificadores de instrumentación con salida única y con salida diferencial, arrojando resultados acordes a las ecuaciones teóricas presentadas en el capítulo 2. Como se ha podido constatar, en condiciones ideales el sistema desarrollado con amplificadores con salidas diferenciales presenta un mejor rendimiento en términos de exactitud en la recuperación de amplitud y fase de una señal bajo test que el desarrollado con salida única.

A continuación se han aplicado ambos sistemas a un problema realista, consistente en la identificación de proteínas según su respuesta en un proceso de IS, comparando los resultados con simulaciones realizadas con el software TINA y estableciendo el rango de validez del circuito.

Realizando un análisis de los resultados obtenidos, se concluye que el dispositivo se comporta en gran medida según las simulaciones realizadas. Es necesario tener en cuenta que el amplificador de salida diferencial aporta resultados más precisos que el de salida única, lo cual es coherente con la caracterización realizada previamente.

Por otro lado, se han cumplido los objetivos propuestos, ya que se ha conseguido crear un dispositivo capaz de funcionar con las condiciones planteadas previamente. Los siguientes pasos a seguir se pueden orientar hacia la implementación del sistema sobre una placa de circuito impreso, que reduzca el riesgo de introducir ruido e interferencias en el camino de las señales, reduciendo al mismo tiempo el tamaño del sistema. Continuando con esa línea, se podría plantear la fabricación en un circuito integrado único de los componentes del circuito electrónico, que reducirían sensiblemente su tamaño y permitirían reducir también sus necesidades de energía.

Otro posible punto a desarrollar sería la realización de un análisis en profundidad del origen de las imprecisiones que se observan en los resultados, implementando una medida más precisa del nivel de referencia. Asimismo, se podría mejorar la precisión de las medidas realizadas incluyendo una etapa de adaptación de impedancias en el camino de la señal de los sensores que permita obviar las resistencias de entrada de los amplificadores,

ya que constituyen una fuente de errores para la medición de la impedancia.

Finalmente, se podrían realizar medidas de impedancia siguiendo otros modelos eléctricos planteados en la Tabla 1, como por ejemplo el modelo de daños sobre el recubrimiento capacitivo de un metal.

Bibliografía

- [1] G. Lebsack. «Sensors are fundamental to new intelligent systems». En: *White paper, Menthor* (2018).
- [2] E. De Roux et al. «OFDM-based electrical impedance spectroscopy technique for pacemaker-induced fibrosis detection implemented in an ARM microprocessor.» En: *Microprocessors and Microsystems* (2019).
- [3] A. Márquez et al. «Circuito de acondicionado CMOS para la monitorización de cultivos celulares». En: *Jornada de Jóvenes Investigadores del I3A, vol. 7 (Actas de la VIII Jornada de Jóvenes Investigadores del I3A)* (6 de junio de 2019).
- [4] Texas Instruments. *TINA-TI*. Software de simulación de circuitos. 2024. URL: <https://www.ti.com/tool/TINA-TI>.
- [5] Analog Devices. *AD734: Low Cost, Low Power, Monolithic Op Amp*. Disponible en: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD734.pdf>. Analog Devices. 1993.
- [6] Keysight Technologies. *Osciloscopio InfiniVision DSOX3014T*. Último acceso: 8 de julio de 2024. 2023. URL: <https://www.keysight.com/us/en/product/DSOX3014T/oscilloscope-100-mhz-4-analog-channels.html>.
- [7] Analog Devices. *ADG719: Low Voltage CMOS Single SPST Switch*. Disponible en: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADG719.pdf>. Analog Devices. 2009.
- [8] Maxim Integrated. *MAX4198/MAX4199: Low-Power, Low-Offset, Low-Drift, 16-Bit, Delta-Sigma ADC Drivers*. Datasheet. Accessed: 2024-07-06. 2020. URL: <https://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX4198-MAX4199.pdf>.
- [9] Analog Devices. *AD8476: Ultralow Distortion, High Speed Op Amp*. Disponible en: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD8476.pdf>. Analog Devices. 2015.
- [10] Aim-TTi. *TGA12104: Generador de Señales*. <https://www.aimtti.com/product-category/function-arbitrary-pulse/tga12104>. Último acceso: 27 de junio de 2024. 2024.

A. Anexo I: Código Python

Este anexo recoge los diferentes códigos empleados en la caracterización de la técnica PSD, en concreto los productos entre distintas señales realizados en el capítulo 2.

```
import numpy as np
import pyvisa

timeOut = 10000 #ms

resources = pyvisa.ResourceManager()
#resources.list_resources() #muestra los recursos disponibles, sin
# m s

osc = resources.open_resource('USB0::2391::6043::MY51250757::INSTR')
osc.timeout = timeOut # tiempo máximo de espera de respuesta

osc.write('wav:sour chan1') # los datos los leer de la se al del
# canal 1
osc.write('wav:form ascii')
osc.write('wav:points 10000') # numero de puntos de la pantalla que se
# solicitan

# convierte la lista de medidas en un array en punto flotante
datos = osc.query('wav:data?')
datos = np.array(datos[10:len(datos)].split(','), dtype = np.float32)

np.savetxt('datosmenos0_4.txt', np.transpose(datos), fmt='%f', delimiter='
\t')
```

```
import pyvisa
import numpy as np
import matplotlib.pyplot as plt

pasos = 10
medida_i = np.zeros(pasos)
medida_o = np.zeros(pasos)
fase = np.zeros(pasos)
freq = np.logspace(np.log10(100000), np.log10(1000000), pasos)

resources = pyvisa.ResourceManager()
instrumento = resources.open_resource('USB0::2391::6043::MY51250757::
INSTR')

instrumento.write('wgen:func sin;volt 5;volt:offs 0')
instrumento.write('wgen:outp 1')
instrumento.write('chan1:disp 1;coupl dc')
instrumento.write('chan2:disp 1;coupl dc')
instrumento.write('autoscale')
plt.pause(1)

vamp = float(instrumento.query('meas:vamp? chan2'))
instrumento.write('chan1:offs 0;chan2:offs 0.3')
instrumento.write('trig:edge:sour chan1')
instrumento.write('acq:count 8;type aver')
instrumento.write('chan1:rang 6')
instrumento.write('chan2:rang ' + str(5 * vamp))
```

```

data = np.zeros((pasos, 4)) # Para almacenar los datos de frecuencia,
                             amplitud de canal 1, amplitud de canal 2 y cociente

for i in range(pasos):
    instrumento.write('tim:rang ' + str(5 / freq[i]))
    instrumento.write('wgen:freq ' + str(freq[i]))
    medida_i[i] = float(instrumento.query('meas:vamp? chan1'))
    medida_o[i] = float(instrumento.query('meas:vamp? chan2'))
    cociente = medida_o[i] / medida_i[i] # Calcular el cociente
    fase[i] = float(instrumento.query('meas:phas? chan2,chan1'))
    instrumento.write('chan2:rang ' + str(medida_o[i] * 1.5))
    plt.pause(0.2)
    data[i, :] = [freq[i], medida_i[i], medida_o[i], cociente] #
    Guardar los datos en la matriz

instrumento.close()

np.savetxt('datos.txt', data, delimiter='\t') # Guardar los datos en
un archivo txt con tabulador como separador

fig, ax = plt.subplots(nrows=2, ncols=1, sharex=True, gridspec_kw={'
    height_ratios': [3, 1]})
ax[0].semilogx(freq, medida_i, label='Canal 1')
ax[0].semilogx(freq, medida_o, label='Canal 2')
ax[0].set_ylabel('Amplitud (V)')
ax[0].legend()

ax[1].set_ylim([0.10, 0.15])
ax[1].semilogx(freq, data[:, 3])
ax[1].set_xlabel('Frecuencia (Hz)')
ax[1].set_ylabel('Cociente')
plt.show()

```

```

import pyvisa as visa
import numpy as np
import matplotlib.pyplot as plt
import time

resources = visa.ResourceManager()

# Generador
instrumento = resources.open_resource('USB0::0x0957::0x2307::MY50003505
::INSTR')

# Osciloscopio
osciloscopio = resources.open_resource('USB0::0x2A8D::0x1768::
MY61410107::INSTR')

pasos = 20
voltajes = np.linspace(0, 5, pasos)
medida_in = np.zeros(pasos)
fases = np.array([0, 45, 90, 135, 180])
medida_prom = np.zeros((pasos, len(fases)))
a_values = np.zeros(len(fases))
b_values = np.zeros(len(fases))

```

```

instrumento.write('sour1:volt:offs 0')
instrumento.write('sour2:volt:offs 0')

instrumento.write('outp1:load inf')
instrumento.write('outp2:load inf')
instrumento.write('phas:sync')
instrumento.write('sour1:func sin;volt 1 vpp;phase 0;freq 1000')
instrumento.write('sour2:func squ;volt 2 vpp;phase 0;freq 1000')
instrumento.write('phas:sync')

osciloscopio.write('autoscale')
time.sleep(3)
osciloscopio.write('acquire:type average;count 8')

for j in range(len(fases)):
    instrumento.write('sour1:phase ' + str(fases[j]))
    for i in range(pasos):
        instrumento.write('sour1:volt ' + str(voltajes[i]))
        instrumento.write('phas:sync')
        osciloscopio.write('autoscale')
        time.sleep(3)
        osciloscopio.write('acq:type aver')
        medida_in[i] = float(osciloscopio.query('meas:vpp? chan1'))
        medida_prom[i, j] = float(osciloscopio.query('meas:vav? chan3'))
    )

    # Dividir por dos los valores de medida_in
    medida_in = medida_in / 2

    # Ajuste lineal a los datos
    a, b = np.polyfit(medida_in, medida_prom[:, j], 1)

    # Guardar los valores de a y b para cada fase
    a_valores[j] = a
    b_valores[j] = b

    # Graficar los datos y la recta ajustada
    plt.plot(medida_in, medida_prom[:, j], 'o', label=f'Fase = {fases[j]}')
    plt.plot(medida_in, a * medida_in + b, '--', color='red')
    plt.xlabel('Voltaje pico pico canal 1 (V)')
    plt.ylabel('Voltaje promedio canal 3 (V)')
    plt.grid(color='grey', linestyle='--', linewidth=0.75)
    guarda = open('20puntos_datosCuadrada_fase_'+str(fases[j])+'.txt',
                  'w')
    for i in range(pasos):
        guarda.write(str(voltajes[i]) + '\t' + str(medida_in[i]) + '\t'
                     + str(medida_prom[i, 0]) + '\n')
    guarda.close()

# Guardar los datos en un archivo de texto
# with open('datos.txt', 'w') as archivo:
#     archivo.write('Voltaje pico pico canal 1 (V)\t')
#     for j in range(len(fases)):
#         archivo.write(f'Fase = {fases[j]} (V)\t')
#         archivo.write('\n')
#         for i in range(pasos):
#             archivo.write(str(voltajes[i]) + '\t' + str(medida_in[i]) +
#                             '\t' + str(medida_prom[i]) + '\t' + str(fases[i]) + '\n')

```



```
# archivo.close()
plt.legend()
osciloscopio.close()
instrumento.close()
```