

# UNRN

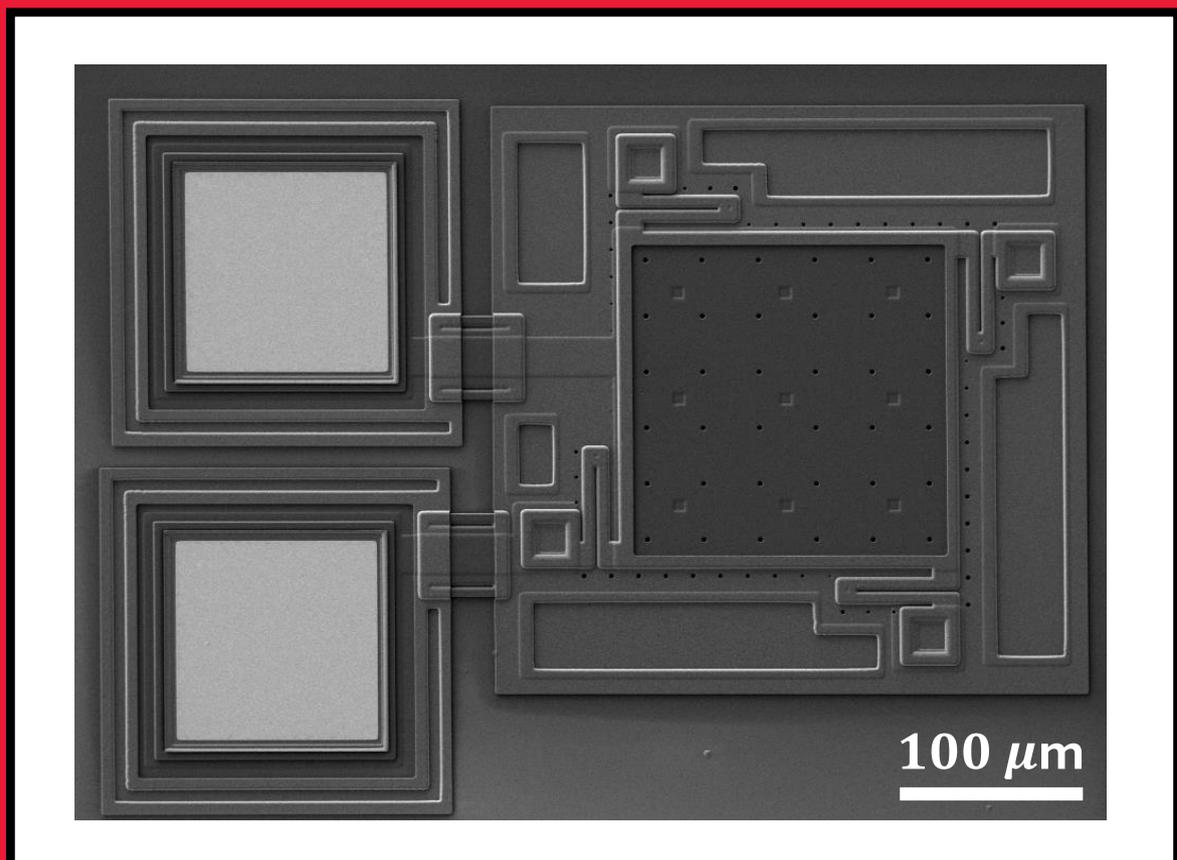
---

## PROYECTO FINAL INTEGRADOR

### Osciladores basados en resonadores microelectromecánicos MEMS

**Agustín Julian Cucurull**

Director: Dr. Diego Perez Morelo



## Contenido

<b>1. Glosario</b>	<b>7</b>
<b>2. Abreviaturas</b>	<b>7</b>
<b>3. Introducción</b>	<b>8</b>
<b>4. Objetivos del trabajo</b>	<b>8</b>
<b>5. Marco Teórico</b>	<b>9</b>
5.1. MEMS	9
5.1.1. ¿Qué son los dispositivos MEMS?	9
5.1.2. Fabricación general	9
5.1.3. <i>Fab on a Chip</i>	11
5.1.4. Micro-Resonador	12
5.1.5. Fabricación de los micro-resonadores	16
5.1.6. Posprocesamiento	19
5.1.7. Consideraciones importantes al actuar/detectar resonadores	20
5.2. Electrónica	22
5.2.1. Circuito autosostenido	23
5.2.2. Filtro pasatodo	23
5.2.3. Guard trace y guard buffer	26
5.2.4. Margen de fase	26
5.2.5. Capacidades parásitas en circuitos con amplificadores operacionales y su solución	26
5.2.6. Amplificadores en cascada	28
5.2.7. Tensión de offset de entrada	29
5.2.8. Amplificador de instrumentación	30
5.2.9. Reguladores y LDO	31
5.2.10. PLL y VCO	31
5.3. Estabilidad en frecuencia de micro-resonadores mecánicos	33
5.3.1. Fracción de frecuencia	33
5.3.2. Desviación estándar	34
5.3.3. Desviación de Allan	36
<b>6. Desarrollo</b>	<b>40</b>
6.1. Programación	40
6.1.1. Requerimientos	40
6.1.2. Diseño	40
6.2. Circuitos	44
6.2.1. Switch	44
6.2.2. Desfasador	44
6.2.3. Amplificador de Transimpedancia (TiA)	48

<b>7. Mediciones y Resultados</b>	<b>60</b>
7.1. Explicación de instrumentos y sus aplicaciones . . . . .	60
7.2. Caracterización de los circuitos . . . . .	61
7.2.1. Desfasador . . . . .	61
7.2.2. Amplificador de transimpedancia . . . . .	65
7.3. <i>Tuning Fork</i> . . . . .	67
7.3.1. Porque utilizar un <i>Tuning Fork</i> . . . . .	67
7.3.2. Mediciones . . . . .	69
7.4. Micro-resonador . . . . .	72
7.4.1. Configuración de instrumentos utilizada . . . . .	72
7.4.2. Resultados . . . . .	74
7.4.3. No linealidad . . . . .	78
7.5. Retomando la caracterización del circuito TiA . . . . .	80
7.5.1. Prueba con el TF . . . . .	80
7.5.2. Prueba con el micro-resonador . . . . .	81
7.6. Desviación de Allan . . . . .	82
<b>8. Conclusiones</b>	<b>85</b>
<b>9. Bibliografía</b>	<b>86</b>
<b>10.A - Fabricación de PCBs utilizando CNC Láser</b>	<b>88</b>
10.1. Técnica de fabricación . . . . .	88
10.1.1. Materiales . . . . .	88
10.1.2. Procedimiento . . . . .	88
<b>11.B - Caracterización del <i>Switch</i></b>	<b>92</b>
<b>12.C - Corrección del Crosstalk por software</b>	<b>93</b>
<b>13.C - Plano de interconexión</b>	<b>94</b>
13.1. Desfasador . . . . .	94
13.2. Amplificador de Transimpedancia . . . . .	95
<b>14.D - Esquemáticos</b>	<b>96</b>
14.1. Desfasador . . . . .	96
14.2. Amplificador de Transimpedancia . . . . .	97
14.2.1. Power . . . . .	97
14.2.2. TiA . . . . .	98
14.2.3. Amplificador de señal . . . . .	99
14.3. Zero Crossing . . . . .	100
14.4. PLL y atenuador . . . . .	101

## Índice de figuras

1. Técnicas empleadas en la fabricación de dispositivos MEMS y en microelectrónica.	10
---	----

2.	Izquierda: Arreglo de microfuentes de Polisilicio - Derecha: Detalle de la microfuerza donde se observa el material con el que ha sido cargada para su posterior evaporación (imagen extraída de Pérez-Morelo, D. (2020) <sup>14</sup> . . . . .	11
3.	Esquema de un escritor conectado a cuatro actuadores electrostáticos de tipo comb-capacitivo, empleados para generar movimiento (imagen extraída de 1) . . . . .	11
4.	[a] Evaporación de oro con el patrón de las siglas BU (Boston University). [b] y [c] Puentes de cromo, sobre un material de sacrificio (oro) para generar estructuras tridimensionales, resultados obtenidos empleando <i>Fab On A Chip</i> . Imágenes extraídas de tesis Han, H. (2016) <sup>1</sup> . . . . .	12
5.	Sensor de Masa basado en un micro-resonador mecánico y las partes que lo componen . . . . .	13
6.	Simulación por elementos finitos del primer modo de vibración flexural fuera del plano, con una frecuencia de resonancia de 92,450 Hz. Esta simulación es realizada en el grupo de Dispositivos y sensores usando un software comercial. . . . .	13
7.	Imagen SEM de los sensores que componen el chip Target del <i>Fab On A chip</i> . Esto nos permitirá monitorear la Temperatura, masa y resistencia eléctrica de la muestra evaporada. . . . .	13
8.	Gráfico ilustrativo del desplazamiento de la frecuencia de resonancia, debido a una cambio en su masa efectiva . . . . .	14
9.	Proceso de Fabricación del Sensor de masa siguiente el proceso POLYMUMPS de MEMSCAP. . . . .	17
10.	Imagen de las capas del diseño GDS correspondientes a las diferentes capas de polisilicio que conforman el micro-resonador: (a) electrodo inferior, (b) plato del resonador y (c) estructuras de protección durante la evaporación de materiales. . . . .	18
11.	Imagen del diseño GDS que combina todas las capas de polisilicio del micro-resonador . . . . .	18
12.	Imagen de microscopía óptica del chip tras el proceso de <i>bonding</i> , donde se observan distintos dispositivos MEMS conectados mediante hilos de oro de 25m de diámetro. Se destacan, en particular, los resonadores de masa. . . . .	20
13.	Gráfico ilustrativo de como debería ser la respuesta en frecuencia de un resonador tipo <i>Duffing</i> , con $\beta < 0$ , en base a la teoría . . . . .	21
14.	Gráfico ilustrativo de la respuesta (en magnitud y fase) de un micro-resonador, sin y con <i>crosstalk</i> . . . . .	22
15.	Diagrama en bloques de un circuito oscilador (Adapatado de la tesis Arroyo, S. I. (2013) <sup>2</sup> ) . . . . .	23
16.	Filtro pasaaltos - <i>Leading</i> . . . . .	24
17.	Filtro pasabajos - <i>Lagging</i> . . . . .	25
18.	<i>Leading - Lagging</i> (Imagen extraída del libro <i>The Art of Electronics</i> <sup>7</sup> ) . . . . .	25
19.	Capacidades parásitas en un amplificador operacional. . . . .	27
20.	Cascada de amplificadores . . . . .	28
21.	Amplificador diferencial como primera etapa de un OPAMP . . . . .	29
22.	Circuito interno del funcionamiento teórico de un tipo de amplificador de instrumentación . . . . .	30

23.	Diagrama de bloques de un lazo de enganche de fase (PLL), compuesto por un detector de fase, un controlador PID y un oscilador controlado por voltaje (VCO).	32
24.	Diagrama de bloques en el que se muestra el funcionamiento interno del amplificador <i>lock-in</i> SR830 ( <i>Manual SR830</i> <sup>20</sup> ) Se ha remarcado la sección de Referencia, la cual contiene el PLL y el VCO.	33
25.	Simulación de una señal con frecuencia central y ruido blanco (azul), y una segunda señal que incluye, además, ruido de deriva (naranja).	35
26.	Desviación estándar en función del tiempo para señales con ruido blanco (azul) y con ruido blanco más deriva (naranja).	36
27.	Tipos de ruido predominantes según la pendiente de la desviación de Allan (adaptado de Hidalgo (2012) <sup>23</sup> ). En la figura se incluyen ejemplos de posibles fuentes físicas para cada tipo de ruido.	37
28.	Cálculo de la desviación de Allan. El vector de frecuencias $y$ se divide en bloques de longitud $\tau$ y se calcula la varianza de Allan a partir de la diferencia entre promedios de bloques consecutivos. Repitiendo el procedimiento para distintos valores de $\tau$ , se caracteriza la estabilidad del dispositivo en múltiples escalas temporales (intervalos de integración).	37
29.	Desviación de Allan de las señales con ruido blanco (azul) y con ruido blanco más deriva (naranja).	38
30.	Diagrama de flujo, a modo de ejemplo, de un código para realizar un barrido en frecuencia a lazo abierto, variando a su vez su valor de tensión DC para un micro-resonador	43
31.	Modelo 3D del <i>switch</i> que se implemento	44
32.	Configuración del DPDT	45
33.	Circuito desfasador	45
34.	Curvas que indican como varia la fase en función de la frecuencia, para distintas posiciones del potenciómetro, en cada tipo de filtro	47
35.	Izquierda: Simulación 3D; Derecha: Imagen utilizada para el CNC láser	48
36.	Modelo 3D del desfasador que se implemento	48
37.	Partes que componen al TiA	50
38.	Amplificador de transimpedancia básico	50
39.	TiA con capacitor de compensación	51
40.	Amplificador de transimpedancia completo	52
41.	Bloque 1: Primer etapa de la amplificación de la señal pos-TiA	53
42.	Bloque 2: Segunda etapa de la amplificación de la señal pos-TiA	53
43.	Header que funciona como selector de ganancia	54
44.	Buffer utilizado para introducir una referencia externa	54
45.	Curva de ganancia en función de la frecuencia para un INA821. ( <i>INA821 - Datasheet</i> )	55
46.	Circuito de corrección activa del <i>offset</i> .	56
47.	Circuito de tierra virtual, para obtener una referencia central a una batería de 9V	57
48.	Guard trace implementado para proteger el ZIF	58
49.	Ambas caras del amplificador de transimpedancia - sin el ZIF	58
50.	Modelo 3D del TiA utilizado unicamente para probar el circuito	59

51.	Primer esquema utilizado para caracterizar al desfasador . . . . .	61
52.	Valores esperados del desfasador en la configuración del filtro pasa-bajos. Se incluyen líneas verticales en azul que indican la frecuencia de resonancia del Tuning Fork (aproximadamente 32.7 kHz) y del resonador MEMS (aproximadamente 90 kHz) . . . . .	62
53.	Comparación de la salida del filtro pasa altos, para $52\Omega$ (izquierda) y para $10.2k\Omega$ (derecha) . . . . .	63
54.	Valores esperados del desfasador en la configuración del filtro pasa-alto. Se incluyen líneas verticales en azul que indican la frecuencia de resonancia del Tuning Fork (aproximadamente 32.7 kHz) y del resonador MEMS (aproximadamente 90 kHz) . . . . .	64
55.	Desfasaje entre la entrada y la salida para el potenciómetro en $2\Omega$ (izquierda) y para $10.4k\Omega$ (derecha) . . . . .	64
56.	Primer esquema utilizado para caracterizar el BW del TiA . . . . .	66
57.	Respuesta en frecuencia realizado al amplificador de transimpedancia para distintas ganancias. . . . .	67
58.	Tuning Fork . . . . .	68
59.	Circuito equivalente del TF . . . . .	69
60.	Esquema para probar el TF . . . . .	70
61.	Respuesta en frecuencia (magnitud y fase) del TF en la zona de resonancia. . .	71
62.	Ajuste de amplitud y fase de las señales empleadas como referencia externa. .	71
63.	Imágenes que muestran como es la variación de frecuencia (izquierda) y de amplitud (derecha) en función del tiempo, para el lazo cerrado y el abierto . .	72
64.	Esquema para barrer al micro-resonador a lazo abierto . . . . .	73
65.	Esquema para barrer al micro-resonador a lazo cerrado . . . . .	74
66.	Respuesta amplitud-frecuencia para el micro-resonador en diferentes valores de $V_{DC}$ , con un ajuste sobre los valores . . . . .	75
67.	Variación de la frecuencia y la amplitud en función de $V_{DC}$ - Mapa de calor . .	75
68.	Obtención del pico de resonancia (frecuencia y amplitud) en el micro-resonador integrado a un circuito autosostenido, en función del voltaje $V_{DC}$ . . . . .	76
69.	Ajuste cuadrático realizado sobre el mapa de calor. . . . .	78
70.	Curvas de resonancia del micro-resonador para diferentes valores de $V_{DC}$ , en el régimen no lineal. . . . .	79
71.	Seguimiento de la frecuencia, a lazo cerrado, cambiando el $V_{DC}$ en el régimen no lineal. . . . .	79
72.	Esquema utilizado para poder hallar la respuesta en frecuencia del TF, amplificando su señal con el TiA . . . . .	80
73.	Curvas de resonancia de un TF, equidistantes debido a la escala logarítmica . .	80
74.	Esquema utilizado para poder hallar la respuesta en frecuencia del micro-resonador, para diferentes valores de $V_{DC}$ . . . . .	81
75.	Curvas de resonancia del micro-resonador para diferentes $V_{DC}$ , notar que son ruidosas debido a que el <i>setup</i> no era el idóneo. . . . .	81
76.	Setup que se utilizó para medir con el frecuencímetro, y obtener la desviación de Allan . . . . .	82

77.	Desviación de Allan en función del tiempo para el TF y el micro-resonador para 500 mV y 950 mV de $V_{DC}$ , comparándolos con los datos de Han . . . . .	83
78.	imagen 2D del diseño que se va a transferir al PCB . . . . .	89
79.	PCB virgen pintado, luego de imprimirle el negativo del circuito con el láser del CNC . . . . .	90
80.	Resultado final del proceso de fabricación . . . . .	91
81.	Respuesta en frecuencia del <i>Switch</i> en sus dos posibles posiciones . . . . .	92
82.	Sin corregir el <i>crosstalk</i> . . . . .	93
83.	Al corregir el <i>crosstalk</i> . . . . .	93

## Índice de tablas

1.	Siglas utilizadas . . . . .	7
2.	Espesores nominales de las capas estructurales y de sacrificio del micro-resonador fabricado mediante el proceso multiusuario PolyMUMPs de MEMSCAP. . . . .	19
3.	Valores de masa efectiva obtenidos a partir de la simulación . . . . .	21
4.	Comparación de desfases medidos y calculados . . . . .	63
5.	Comparación de desfases medidos y calculados . . . . .	64
6.	Parámetros de los filtros . . . . .	65
7.	Configuración de los diferentes instrumentos utilizados en el esquema de la figura 60 . . . . .	70
8.	Configuración inicial de los instrumentos para las mediciones del micro-resonador tanto circuito cerrado. A lazo abierto es prácticamente la misma configuración, salvo por que la frecuencia varía para encontrar como es la respuesta en frecuencia . . . . .	73
9.	Parámetros optimizados del CNC para impresión de circuitos . . . . .	90

## 1 Glosario

- **Crosstalk:** En este trabajo haremos una distinción para el termino al que nos referimos como crosstalk, y nos estaremos refiriendo al ***crosstalk capacitivo***. Siendo este el efecto producido cuando se acopla una capacidad parasita al sistema, distorsionando su respuesta.
- **Oscilador:** Es un circuito electrónico que produce una señal periódica, oscilante o de corriente alterna (CA) generalmente una onda sinusoidal, cuadrada o triangular.
- **Frecuencia de resonancia:** Es una frecuencia a la que un sistema puede absorber la máxima energía cuando coincide con la frecuencia de las ondas de energía que recibe. Generalmente, el valor de la frecuencia estará dado por características físicas.
- **Relación de rechazo de modo común (CMRR):** Es una medida que indica la capacidad de un amplificador operacional para rechazar señales comunes a ambas entradas (modo común) y amplificar únicamente la diferencia entre ellas (modo diferencial).

## 2 Abreviaturas

Siglas	Significado
MEMS	Micro ElectroMechanical Systems
NEMS	Nano ElectroMechanical Systems
GDS	Graphic Database System
OPAMP	Operational Amplifier
TIA	Transimpedance Amplifier
PLL	Phase-Locked Loop
VCO	Voltage Controlled Oscillator
LDO	Low DropOut
TF	Tuning Fork
DUT	Device Under Test
DC	Direct Current
PCB	Printed Circuit Board
DPDT	Double-Pole Double-Throw
SNR	Signal Noise Ratio
DEV	Standard Deviation
ADEV	Allan Deviation
OADEV	Overlapped Allan Deviation
LPF	Low Pass Filter
HPF	High Pass Filter
TTL	Transistor Transistor Logic
LIA	Lock-in Amplifier

**Tabla 1:** Siglas utilizadas

### 3 Introducción

En las últimas décadas, la masificación de la electrónica y los avances en semiconductores han impulsado una constante carrera hacia la miniaturización y la integración de múltiples dispositivos y sensores en un solo chip. Sin embargo, a medida que se reduce la escala de estos sistemas, los desafíos técnicos y económicos se vuelven cada vez más complejos, lo que ha llevado a la búsqueda de nuevas técnicas que permitan tanto el desarrollo como la fabricación de estructuras cada vez más pequeñas.

Este trabajo se centra en una de estas técnicas emergentes, conocida como *Fab On a Chip*, y en particular, en la optimización de uno de sus componentes clave: Un sensor de masa basado en un resonador mecánico cuya variación en la frecuencia de resonancia permite medir, con alta precisión, pequeñas variaciones en la cantidad de un material depositado.

El objetivo principal es desarrollar un sistema de lazo cerrado autosostenido que permita el monitoreo continuo de la frecuencia de resonancia del sensor, con el propósito de integrarlo en procesos de fabricación de estructuras y dispositivos a escala micro y nanoscópica.

Para lograrlo, se diseñarán dos circuitos fundamentales: un desfasador, encargado de corregir el desfase introducido por el sensor en la resonancia y por los distintos elementos del sistema, y un amplificador de transimpedancia capaz de operar con señales en el rango de las decenas de nanoamperios. Además, se implementarán estrategias de optimización en cada etapa del sistema, mejorando tanto el procesamiento de señales como los códigos que se utilizarán para poder controlar, de manera autónoma, los distintos instrumentos.

### 4 Objetivos del trabajo

Los objetivos principales de este Proyecto Integrador Integrador, definidos en el anteproyecto son:

1. **Implementar y caracterizar un circuito desfasador**, evaluando su comportamiento en diferentes condiciones de operación y su influencia en la fase de la señal.
2. **Diseñar e implementar un amplificador de transimpedancia**, optimizando su desempeño en términos de ganancia, ancho de banda y ruido.
3. **Integrar el circuito desfasador y el amplificador de transimpedancia** para crear un **sistema autosostenido** que incorpore un resonador MEMS.
4. **Analizar la estabilidad en frecuencia del circuito combinado**, identificando condiciones de oscilación sostenida y evaluando la precisión y estabilidad del sistema resultante.

## 5 Marco Teórico

### 5.1 MEMS

#### 5.1.1. ¿Qué son los dispositivos MEMS?

Los **sistemas micro-electromecánicos** (MEMS, por su sigla en inglés) son dispositivos microscópicos diseñados para operar como sensores o actuadores basándose en principios eléctricos y/o mecánicos. Un ejemplo de dispositivo MEMS que utilizamos a diario son los acelerómetros integrados en los teléfonos móviles, los cuales detectan movimiento a partir de aceleraciones.

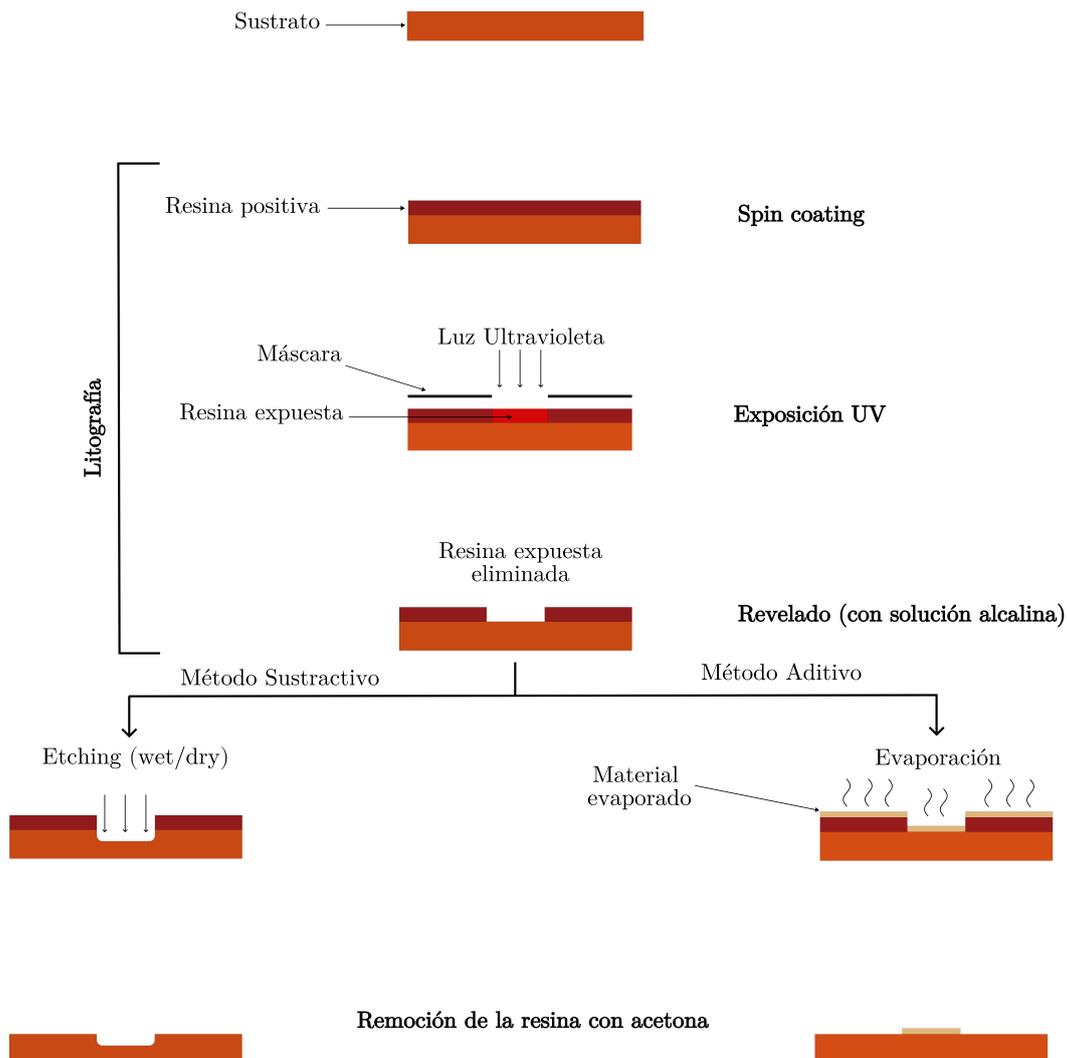
La ventaja de los MEMS frente a otros dispositivos radica en su capacidad para ajustar su respuesta mecánica (resonancia, disipación, posición de equilibrio, entre otros) ante un cambio externo. Además, operan sin inconvenientes a bajas temperaturas ( $K$ ,  $mK$ ,  $\mu K$ ) y en presencia de altos campos magnéticos, lo que los convierte en herramientas útiles para el estudio de fenómenos físicos de interés, como transiciones de fase y dispositivos cuánticos.

#### 5.1.2. Fabricación general

Los MEMS se pueden fabricar utilizando, como base, todas las técnicas establecidas para la manufactura de circuitos integrados basados en semiconductores. Estas pueden ser la evaporación de materiales, fotolitografía, grabado o *etching*, etc. Un ejemplo de un proceso de fabricación es mostrado en la figura 1. Y se describe a continuación:

1. Se parte de un sustrato semiconductor, por ejemplo una oblea de silicio dopado tipo N.
2. Se deposita de manera homogénea una capa de resina fotosensible. A este proceso se lo conoce como *spin coating* ya que se consigue alcanzar todo el área que se desea cubrir, utilizando un *spinner*.
3. Se coloca una máscara con el negativo de diseño que se desea transferir, dejando al descubierto las zonas que se desean exponer.
4. Se ilumina con luz ultravioleta la muestra, de manera de cambiar, localmente, las propiedades de la resina expuesta.
5. Se retira la máscara y se sumerge la pieza en un solución alcalina, la cual removerá toda la resina que fue expuesta a la luz ultravioleta.
6. Llegado este punto, se pueden emplear dos clases de métodos para continuar con la fabricación:
  - **Métodos sustractivos:** En esta se engloban todos los procedimientos que buscan dar la forma deseada, substrayendo material a partir de un comido que puede ser *wet etching* (utilizando algún tipo de ácido) o *dry etching* (utilizando, por ejemplo, haces de iones). Con esto se consigue atacar las partes descubiertas de la resina (la resina protege el resto del material y el grado en el que se desgasta es considerablemente menor al del resto del material). Con esta técnica se puede definir, por ejemplo, la geometría de los dispositivos.

- **Métodos aditivos:** En este otro grupo, se encuentran las técnicas que añaden material. Por ejemplo, para fabricar un contacto eléctrico, se puede evaporar una capa metálica sobre una muestra, cubriéndola por completo. El material depositado sobre la resina puede ser eliminado con acetona dejando definido el contacto.



**Figura 1:** Técnicas empleadas en la fabricación de dispositivos MEMS y en microelectrónica.

Con estas técnicas, se pueden fabricar desde dispositivos simples en escala de laboratorio hasta dispositivos multicapa haciendo uso de *foundries* multiusuarios con procesos específicos para la fabricación.

En este trabajo, utilizaremos dispositivos diseñados en el grupo de Dispositivos y sensores, fabricados con el proceso PolyMUMPs, de la empresa MEMSCAP (actualmente Science.xyz).

En la sección 5.1.5, revisaremos este proceso.

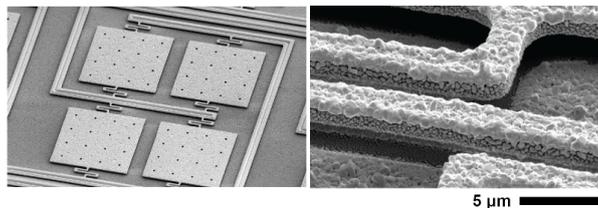
### 5.1.3. *Fab on a Chip*

Combinando los conceptos antes explicados, es posible integrar diversos dispositivos en un mismo chip, para crear sistemas de micro-máquinas que permitan fabricar circuitos o estructuras nanoscópicas. Esto es conocido como *Fab On a Chip*.

Esta idea surge de la necesidad de integrar distintos sensores para experimentos específicos, con condiciones especiales de temperatura y vacío. Por ejemplo, el estudio de nanofilms superconductores (Han, H. (2016) <sup>1</sup>) o el estudio de efectos cuánticos tales como la energía de Casimir (Pérez-Morelo, D. (2020) <sup>14</sup>).

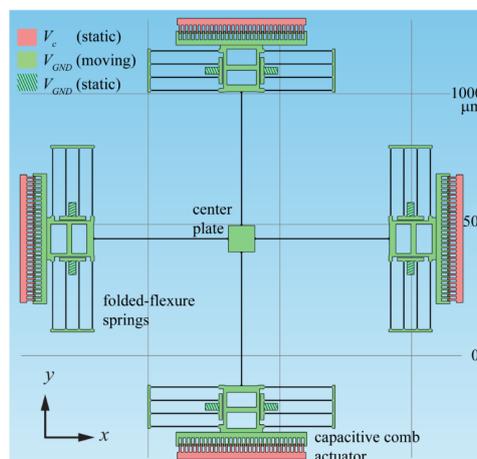
La implementación de una impresora de circuitos en escala nanoscópica, bajo este concepto de *Fab On a Chip*, suele tener tres componentes principales:

- **Microfuentes evaporadoras:** Una pequeña celda a la que se le puede colocar un material metálico y, al calentarse, evaporarlo sobre un *target* en forma controlada.



**Figura 2:** Izquierda: Arreglo de microfuentes de Polisilicio - Derecha: Detalle de la microf fuente donde se observa el material con el que ha sido cargada para su posterior evaporación (imagen extraída de Pérez-Morelo, D. (2020) <sup>14</sup>)

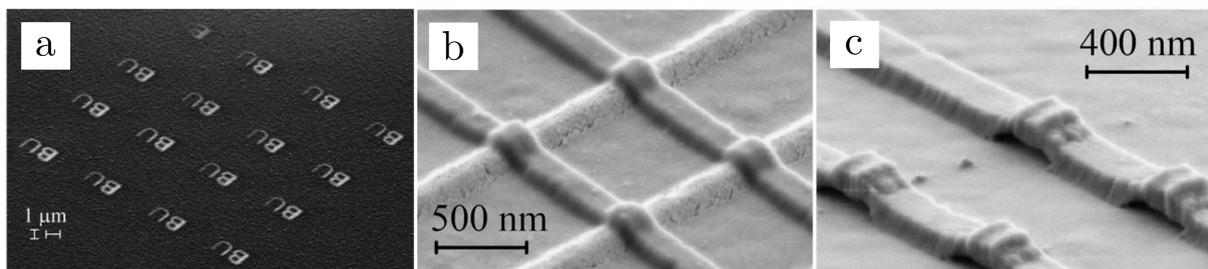
- **Mascara dinámica o escritor:** Es básicamente un *stencil* (*central plate*), con la geometría de la muestra que se desea transferir durante la evaporación, el cual se encuentra controlado por cuatro actuadores electrostáticos.



**Figura 3:** Esquema de un escritor conectado a cuatro actuadores electrostáticos de tipo comb-capacitivo, empleados para generar movimiento (imagen extraída de 1)

- **Target:** Es un chip donde se integran los sensores para monitorear la evaporación. Entre estos se encuentran:
  - **Termómetro:** Sensor de temperatura implementado en polisilicio, cuyo principio de funcionamiento se basa en la dependencia de la resistencia eléctrica con la temperatura.
  - **Clover-Leaf:** Configuración utilizada para medir la resistividad del material evaporado mediante el método de Van der Pauw con una técnica de cuatro puntas. Esta geometría también permite la caracterización del efecto Hall, facilitando la obtención de parámetros eléctricos como la movilidad y la concentración de portadores de carga. (*NIST - (2022)* <sup>19</sup>).
  - **Sensor de masa:** Dispositivo basado en un resonador con un plato sobre el cual se deposita la estructura deseada mediante evaporación. La masa depositada provoca un cambio en la frecuencia de resonancia del sistema, lo que permite determinarla con alta precisión. Este sensor es uno de los más relevantes del sistema, y en el presente trabajo se plantea como objetivo principal su optimización.

A continuación se muestran algunas de las estructuras fabricadas mediante la técnica de *Fab On a Chip* tanto en dos y tres dimensiones, ver respectivamente las imágenes SEM de la figura 4.

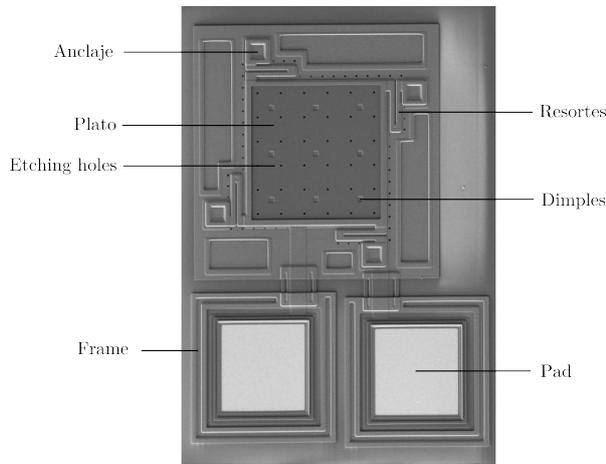


**Figura 4:** [a] Evaporación de oro con el patrón de las siglas BU (Boston University). [b] y [c] Puentes de cromo, sobre un material de sacrificio (oro) para generar estructuras tridimensionales, resultados obtenidos empleando *Fab On A Chip*. Imágenes extraídas de tesis *Han, H. (2016)* <sup>1</sup>

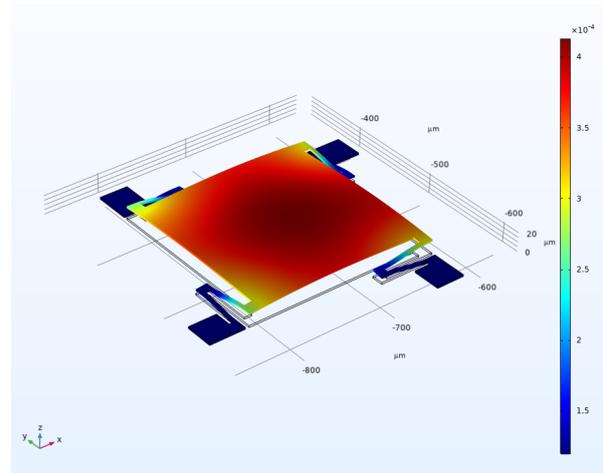
#### 5.1.4. Micro-Resonador

Como se mencionó en la sección anterior, una pieza fundamental en el diseño de un *Fab on a Chip* es el sensor de masa. En este trabajo, nos centraremos en un tipo específico de sensor basado en un **micro-resonador electromecánico (MEMS)**. <sup>1</sup>

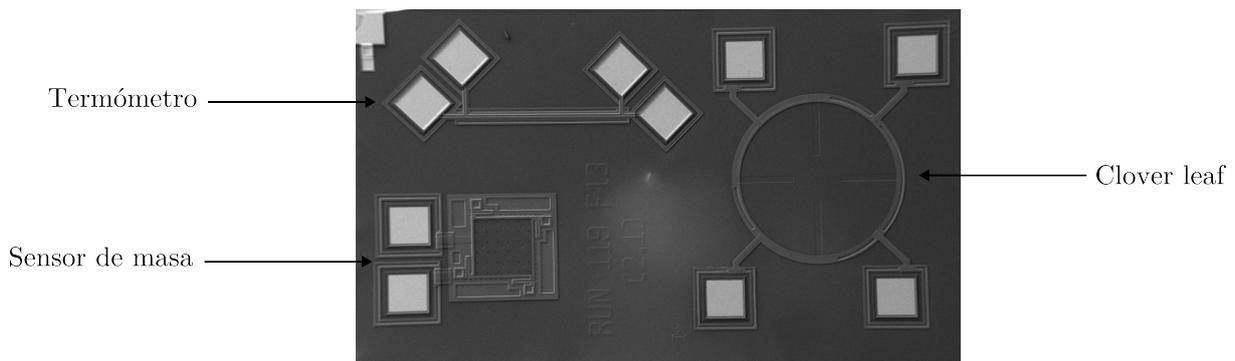
<sup>1</sup>De aquí en adelante nos referiremos a él como micro-resonador



**Figura 5:** Sensor de Masa basado en un micro-resonador mecánico y las partes que lo componen



**Figura 6:** Simulación por elementos finitos del primer modo de vibración flexural fuera del plano, con una frecuencia de resonancia de 92,450 Hz. Esta simulación es realizada en el grupo de Dispositivos y sensores usando un software comercial.



**Figura 7:** Imagen SEM de los sensores que componen el chip Target del *Fab On A chip*. Esto nos permitirá monitorear la Temperatura, masa y resistencia eléctrica de la muestra evaporada.

Un sensor de masa basado en un micro-resonador es un dispositivo cuya frecuencia de resonancia cambia cuando se deposita masa sobre él. Este cambio es proporcional a la cantidad de masa añadida, al menos dentro de un rango definido. Por lo tanto, si se monitorea constantemente la frecuencia de oscilación del resonador, es posible determinar con precisión la cantidad de masa evaporada; esta ecuación está regida por la fórmula 1 y se puede apreciar el comportamiento en la figura 8

$$\Delta f = -\frac{1}{2} \frac{\Delta m_e}{m_e} f, \quad (1)$$

donde  $f$  es la frecuencia de oscilación y  $m_e$  la masa efectiva del sensor, describiremos mejor este concepto en la sección 5.1.7.

■ Principio de funcionamiento



Es importante notar que, si la amplitud de oscilación aumenta significativamente, puede ser necesario agregar un término cúbico a la ecuación, convirtiendo el sistema en **no lineal**. Este aspecto se abordará en la sección 5.1.7.

Retomando la ecuación anterior, si la tensión de excitación se descompone en una componente continua  $V_{DC}$  y una alterna  $v_{ac}$ , y se aplica esta descomposición junto con la capacidad obtenida anteriormente, se obtiene

$$\ddot{x} + \gamma\dot{x} + \left( \frac{k}{m} - \frac{C''V_{DC}^2}{m} \right) x = \frac{1}{2m}C''V_{DC}^2 + \frac{1}{m}C'V_{DC}v_{ac}. \quad (5)$$

Con una excitación armónica sinusoidal de la forma  $v_{ac} = v_i \cdot \cos(\omega t)$ , la ecuación se puede resolver redefiniendo la posición de equilibrio de  $x$ , obteniendo

$$x(t) = A(\omega) \cos(\omega t + \phi(\omega)), \quad (6)$$

donde los términos expandidos son

$$A(\omega) = \frac{\frac{1}{m}C'V_{DC}v_i}{\sqrt{(\omega^2 - \omega_0^2)^2 + \gamma^2\omega^2}}. \quad (7)$$

$$\omega_0^2 = \frac{k}{m} - \frac{C''V_{DC}^2}{m}. \quad (8)$$

$$\phi(\omega) = \arctan\left(\frac{\gamma\omega}{\omega_0^2 - \omega^2}\right). \quad (9)$$

La oscilación del resonador se puede obtener midiendo la corriente, que se expresa como

$$i = -\frac{dQ}{dt} = -\frac{d[(C_0 + C'x + C''x^2)(V_{DC} + v_{ac})]}{dt} \approx -V_{DC}C'\frac{dx}{dt} - C_0\frac{dv_{ac}}{dt}, \quad (10)$$

Al sustituir y operar, se obtiene

$$i = \frac{\frac{1}{m}(C'V_{DC})^2v_i\omega}{\sqrt{(\omega^2 - \omega_0^2)^2 + \gamma^2\omega^2}} \sin(\omega t + \phi(\omega)) + C_0v_i\omega \sin(\omega t). \quad (11)$$

Esto indica que la corriente tiene una forma de línea lorentziana cuando se realiza un barrido de frecuencia cerca de  $\omega_0$ . Sin embargo, si se sustrae el término de fondo  $C_0v_i\omega \sin(\omega t)$ , se elimina el *crosstalk*, concepto que se estudiará más adelante.

La corriente  $i$  es el parámetro clave a medir para predecir la masa depositada en el resonador.

Un aspecto crucial a considerar en la ec. 8 es que, si se añade una componente continua a la señal inyectada, la constante del resorte  $k$  se verá afectada. Esto ocurre porque los electrodos se acercan o alejan en términos absolutos, modificando la tensión en los resortes. La variación de  $k$  sigue un comportamiento cuadrático respecto a la tensión continua aplicada

$$k_e = k - C''V_{DC}^2. \quad (12)$$

Este comportamiento es particularmente relevante, ya que la frecuencia de resonancia depende de la constante efectiva del resorte  $k_e$ . En términos generales, al ajustar la tensión continua aplicada, es posible modificar la frecuencia de resonancia.

Esto ofrece una alternativa para simular la evaporación de masa: en lugar de evaporar pequeñas cantidades en intervalos sucesivos, se puede variar  $V_{DC}$  en pasos discretos y observar el desplazamiento en la frecuencia del resonador.

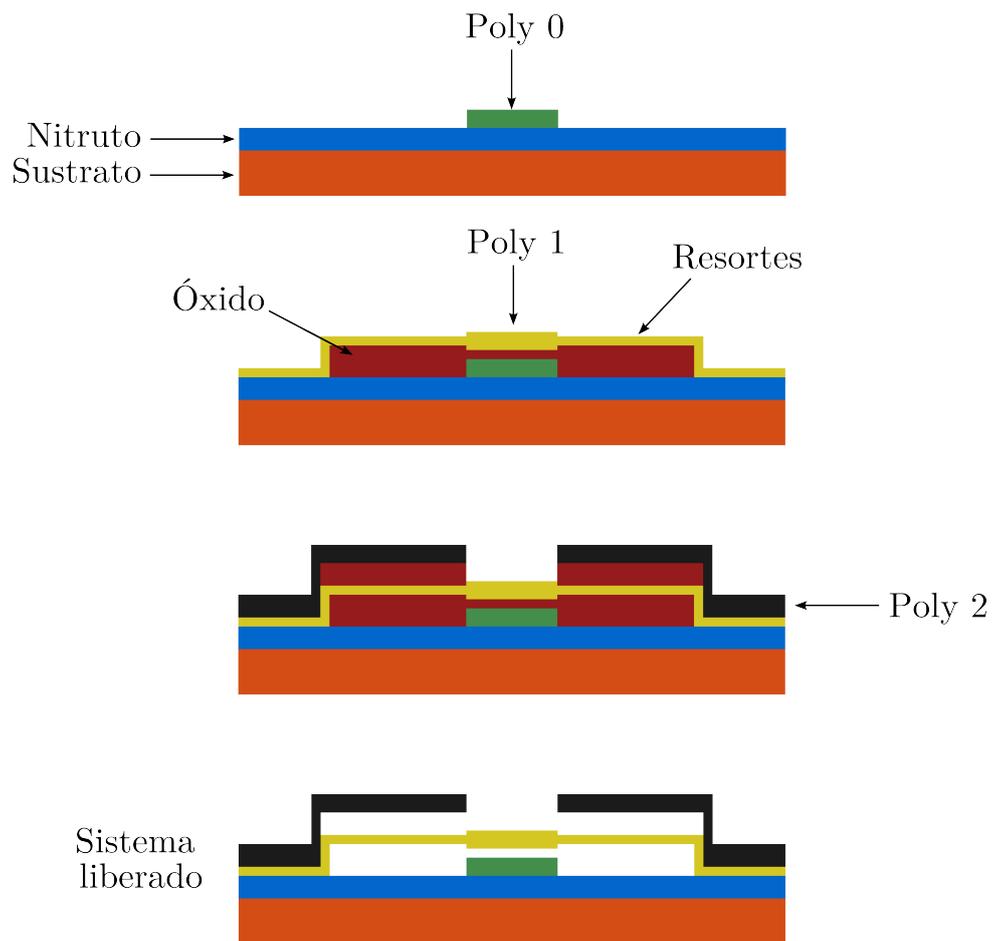
Utilizaremos este método en lugar de la evaporación directa debido a dos de sus principales ventajas:

- Permite variar la frecuencia en ambos sentidos, aumentando o disminuyendo el valor de la tensión continua, lo que facilita la caracterización del sistema en un rango mucho más amplio.
- Es repetible en el tiempo, ya que la evaporación de masa inutiliza el *Fab on a Chip*, mientras que este método permite reutilizar el sistema. Esto nos brinda la posibilidad de realizar caracterizaciones y ajustes tanto en el sistema como en los dispositivos que se desarrollarán en este trabajo. Una vez optimizados los circuitos eléctricos y caracterizadas las resoluciones en los cambios de frecuencias, se podrá evaporar masa sobre el resonador, en un trabajo futuro.

#### 5.1.5. Fabricación de los micro-resonadores

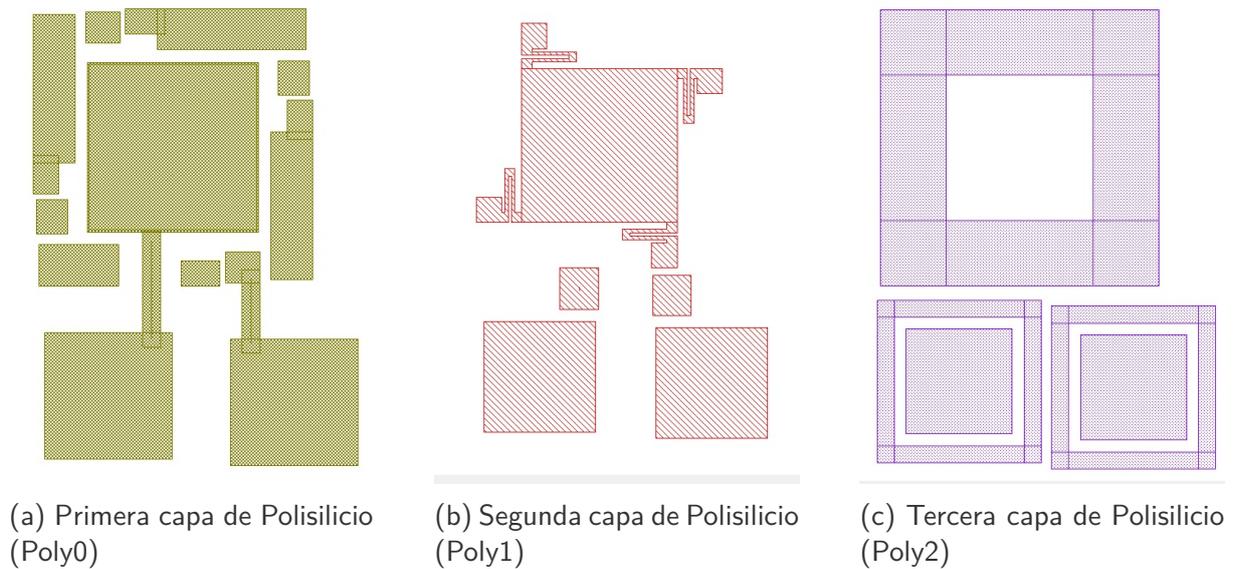
Tomando como referencia lo explicado en la sección de fabricación, ahora se profundizará en cómo es el proceso puntualmente para un micro-resonador, el cual no dista mucho de las técnicas antes mencionadas, sino que son esas mismas pero ejecutadas en distintas combinaciones e iteraciones, las cuales se describen a través de la figura 9. El siguiente proceso de fabricación es implementado por la empresa MEMSCAP bajo el proceso PolyMUMPs que consiste en 12 etapas de litografías, tanto de comida como de evaporación para contactos. Y los pasos que acometen son los siguientes:

1. Se parte de un sustrato semiconductor de tipo N.
2. Se agrega una capa de nitruro, el cual funcionara como dieléctrico entre la base semiconductor y el dispositivo.
3. Se crea una capa semiconductor (poly0) utilizando las técnicas vistas en la figura 1
4. Se crea una capa de oxido, el cual servirá como material de sacrificio para poder generar las distintas piezas móviles y flotantes.
5. Nuevamente, aplicando los mismos procesos que para la capa de poly0, se generan las capas poly1 y poly2.
6. A través de un comida con ácido, se remueve el oxido, dejando al dispositivo liberado.



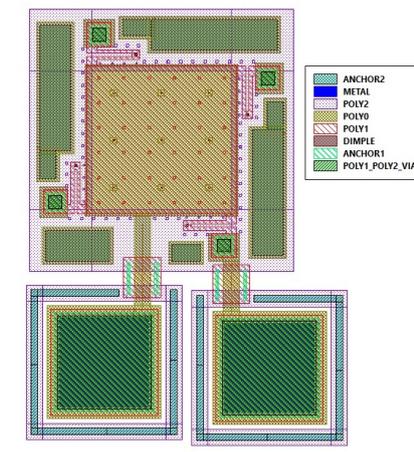
**Figura 9:** Proceso de Fabricación del Sensor de masa siguiente el proceso POLYMUMPS de MEMSCAP.

El resultado final de cada capa de polisilicio se observa en la figura 10. Y en la figura 11, se observa cómo es una vista de todas las capas fusionadas. Ambos archivos son los GDS que se envían al fabricante.



**Figura 10:** Imagen de las capas del diseño GDS correspondientes a las diferentes capas de polisilicio que conforman el micro-resonador: (a) electrodo inferior, (b) plato del resonador y (c) estructuras de protección durante la evaporación de materiales.

Cabe destacar que aquí se describen únicamente los pasos más relevantes del proceso de litografía; sin embargo, en la práctica intervienen muchas más capas (ver figura 11), como las de óxidos, que actúan como materiales de sacrificio para definir las estructuras deseadas, o los *anchors* (anclajes), que aseguran la fijación mecánica y el contacto eléctrico entre distintas capas.



**Figura 11:** Imagen del diseño GDS que combina todas las capas de polisilicio del micro-resonador

Y para poder dar una mejor perspectiva de las dimensiones del dispositivo, a continuación se presenta la tabla 2 con los espesores de las distintas capas.

Capa	Espesor ( $\mu m$ )
Nitruro	0.6
poly0	0.5
Primer oxido	2.0
Poly1	2.0
Segundo oxido	0.75
Poly2	1.5
Metal	0.5

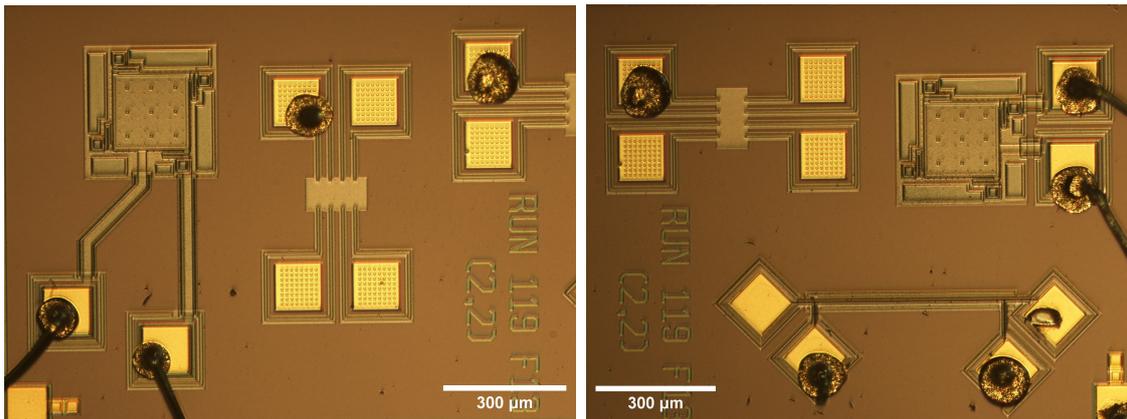
**Tabla 2:** Espesores nominales de las capas estructurales y de sacrificio del micro-resonador fabricado mediante el proceso multiusuario PolyMUMPs de MEMSCAP.

### 5.1.6. Posprocesamiento

Los chips con las MEMS, al ser recibidos, no pueden empezar a utilizarse, sino que requieren el siguiente procesamiento para su puesta a punto:

1. A los *wafers* se les agrega una capa exterior de resina para protegerla de posibles ralladuras en el viaje, por lo que primero se debe remover con acetona.
2. Se debe pasar por un proceso de comida con ácido fluorhídrico al 49% para remover el óxido que mantiene unidas las distintas capas del dispositivo, y así poder liberar las partes móviles del resonador.
3. Se debe comprobar, con un microscopio, que no se hayan pegado o roto durante este proceso, y que no queden impurezas.
4. Se debe pegar el dispositivo sobre un zócalo, con un pegamento que permita el contacto eléctrico entre el sustrato y el zócalo.
5. Para finalizar, si todos los pasos anteriores fueron exitosos, se debe *bondear*, es decir, soldar con cables de oro, a los terminales del zócalo con los que se van a actuar externamente.

El resultado final, una vez completados los pasos anteriores, se observa en la figura 12. En ella se pueden observar distintos dispositivos, esta cualidad es una de las principales ventajas de los MEMS: **su integración**.



**Figura 12:** Imagen de microscopía óptica del chip tras el proceso de *bonding*, donde se observan distintos dispositivos MEMS conectados mediante hilos de oro de 25m de diámetro. Se destacan, en particular, los resonadores de masa.

### 5.1.7. Consideraciones importantes al actuar/detectar resonadores

Un aspecto importante a destacar en este tipo de artefactos es que, al pasar de un modelo teórico a la realidad, pueden surgir efectos que alteren el comportamiento esperado. A continuación, describiremos tres de los más relevantes.

- **Masa efectiva del sensor**

Un punto importante a tener en cuenta en la fórmula 1 es que, cuando nos referimos a **masa efectiva del sensor**, no se trata de la masa total del sensor  $m$ , sino que es la fracción de la misma que se encuentra en movimiento y, por lo tanto, la que repercute en la frecuencia. A su vez, como se trata de la porción que se encuentra en movimiento, también es importante revisar cómo es la forma del modo que está actuando en el dispositivo, ya que distintos modos generan diferentes movimientos, y por lo tanto, cambios en la masa efectiva.

Para poder determinar esta masa efectiva lo que se hizo fue calcular cuál debería ser la masa efectiva para diferentes espesores del plato, utilizando las simulaciones de elemento finito realizadas por el grupo de *Dispositivos y Sensores* (Las simulaciones fueron hechas para su interno y no aparecen, al día de la fecha, en ninguna publicación). Esto se hizo debido a que MEMSCAP define una cierta tolerancia con la que pueden fabricar, la cual es del orden de los  $\pm 0.15\mu m$ , es decir, que si uno solicita una fabricación con un espesor nominal de  $t_n = 2\mu m$ , puede recibir un dispositivo con un espesor de entre  $t_1 = 1.85\mu m$  y  $t_2 = 2.15\mu m$ .

Teniendo esto en mente, se realizó el cálculo para estos tres valores posibles, dando como resultados los valores que se ilustran en la tabla 3. Para la última columna, se calculó qué factor representaba esta masa efectiva sobre la masa total, la cual se calcula como

$$m = \rho * L^2 * t, \tag{13}$$

donde  $\rho$  es la densidad del poly1 (el plato),  $L$  el lado del sensor y  $t$  el espesor del plato.

$$m(t) = (2.33 \cdot 10^6 g/m^3) * (184\mu m)^2 * t \tag{14}$$

Que para los distintos  $t$ , queda:

$$\begin{cases} m(t_n) = 157.7ng \\ m(t_1) = 145.9ng \\ m(t_2) = 169.6ng \end{cases} \quad (15)$$

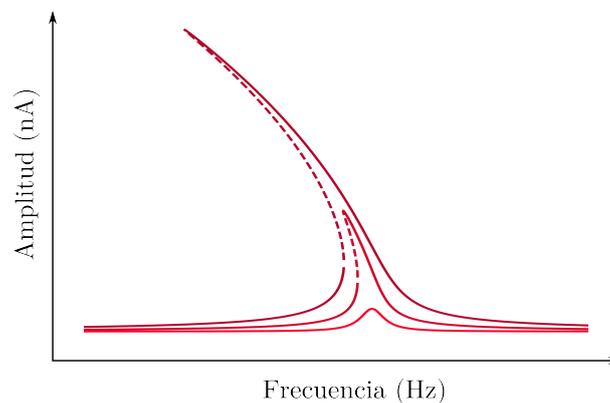
Espesor ( $\mu m$ )	Resonancia (Hz)	Masa efectiva (ng)	Factor masa efectiva/total
1.85	83314	125.6	0.8606
2	89998	135.7	0.8601
2.15	96765	145.9	0.8602

**Tabla 3:** Valores de masa efectiva obtenidos a partir de la simulación

Estos valores serán importantes para poder determinar la resolución del sensor de masa en la evaporación, en especial los valores correspondientes a un  $t = 1.85\mu m$ , porque es el que más se aproxima a nuestro dispositivo.

▪ **No linealidad de los sensores**

Como se explicó en la sección MEMS, si la señal de excitación aplicada a los micro-resonadores es demasiado alta, su comportamiento puede cambiar a un **régimen no lineal**. Estas no linealidades pueden tener un origen geométrico o eléctrico y provocan que la curva de resonancia lineal (Lorentziana) se incline hacia bajas o altas frecuencias, dependiendo de las características físicas del resonador. Este fenómeno se puede observar en la figura 13. Es importante notar que en la línea punteada, el sistema se vuelve inestable.



**Figura 13:** Gráfico ilustrativo de como debería ser la respuesta en frecuencia de un resonador tipo *Duffing*, con  $\beta < 0$ , en base a la teoría

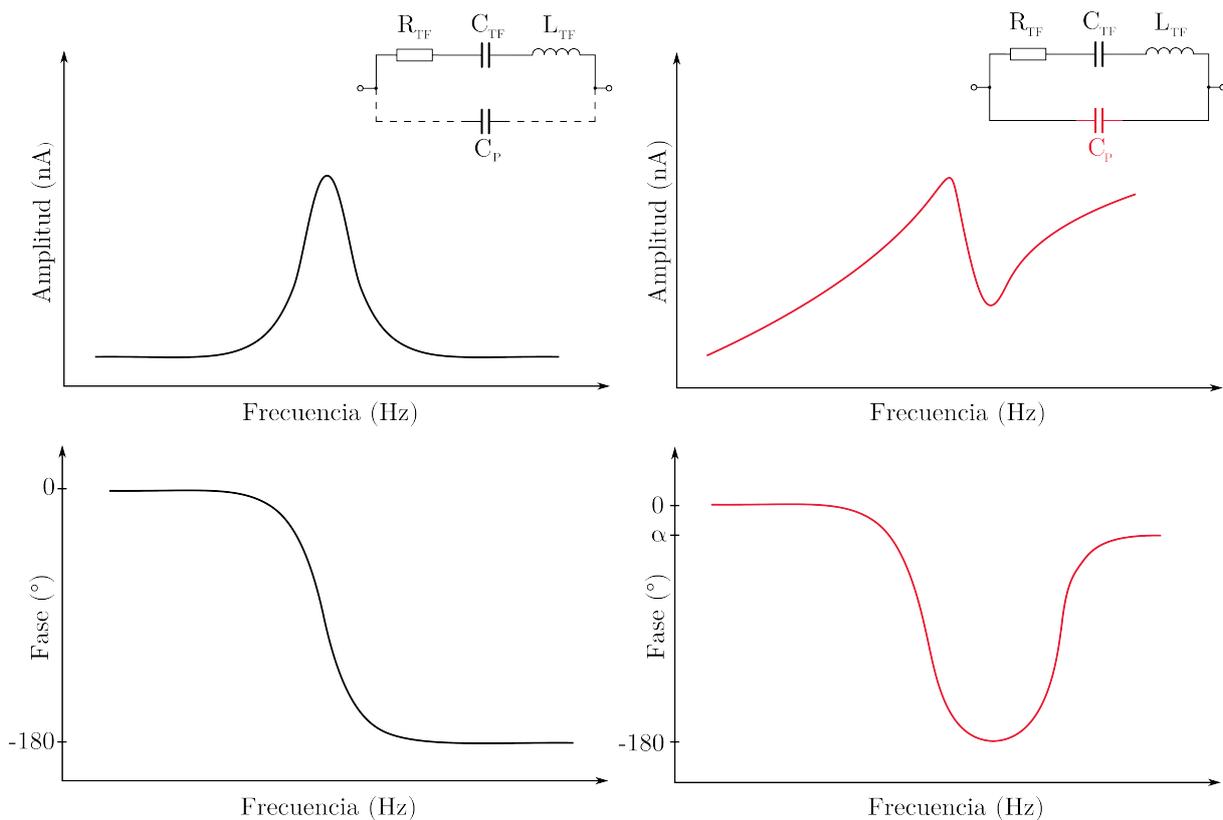
Esta no linealidad se puede atribuir a una fuerza restauradora con un término adicional cúbico en el desplazamiento. Cuando ocurre esto, el resonador es conocido como resonador tipo *Duffing*, y es descrito con la siguiente ecuación de movimiento

$$\ddot{x} + \gamma\dot{x} + \omega_0^2x + \beta x^3 = F_i/m. \quad (16)$$

■ **Crosstalk**

Una de las dificultades que surgen al trabajar con este tipo de dispositivos es el *crosstalk*. En un resonador, su principal impacto es el deterioro del factor de calidad ( $Q$ ), la introducción de una anti-resonancia, un *offset* que varía con la frecuencia y una alteración en el comportamiento de la fase.

Estos efectos pueden observarse en la Figura 14. En particular, en la respuesta en fase, el *crosstalk* provoca un cambio de fase en la frecuencia de anti-resonancia, en sentido opuesto al de la resonancia, estabilizándose en un valor  $\alpha$ , distinto de  $0^\circ$ .



**Figura 14:** Gráfico ilustrativo de la respuesta (en magnitud y fase) de un micro-resonador, sin y con *crosstalk*

Cabe aclarar que, aunque existen técnicas para la corrección de este fenómeno (por ejemplo, la compensación de la capacidad parásita), solo la corregiremos en algunas mediciones por medio de programas de Python.

**5.2 Electrónica**

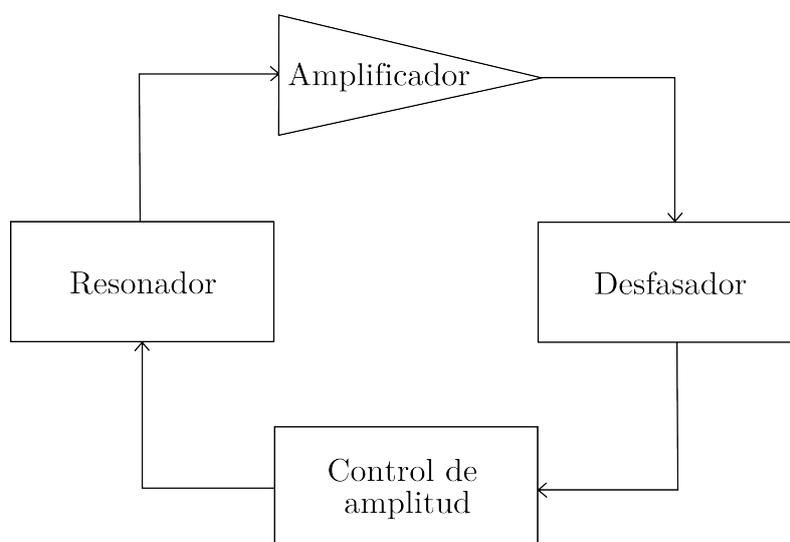
En esta sección se explicarán algunos de los conceptos que se utilizaron en el desarrollo de este proyecto final. <sup>2</sup>

<sup>2</sup>De todas formas, se asume un cierto conocimiento previo de electrónica por parte del lector.

### 5.2.1. Circuito autosostenido

Un oscilador auto-sostenido es un tipo de circuito oscilador que, una vez iniciado, puede mantener sus oscilaciones sin una señal de entrada adicional.

La idea de un circuito auto-sostenido consiste en emplear la señal de realimentación como la señal de entrada a un resonador. Si la señal de realimentación tiene la amplitud y fase adecuadas, tendremos una señal de salida incluso aunque no exista una señal de entrada externa. Este esquema se observa en la figura 15, si la salida del resonador la amplificamos, le aplicamos el desfase que sea necesario para que, al acondicionar la señal al oscilador, se mantenga sin necesidad de excitarlo de manera externa, conseguiremos un circuito auto-sostenido.

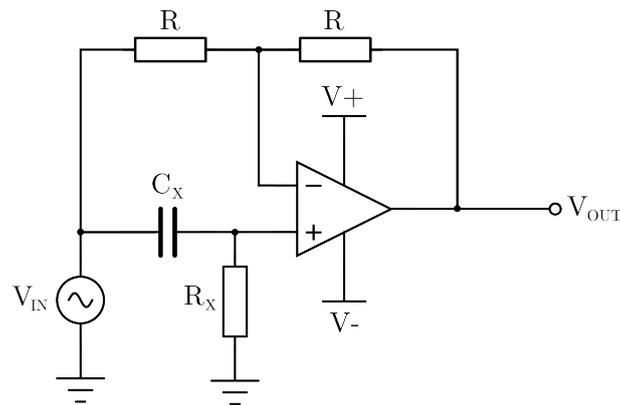


**Figura 15:** Diagrama en bloques de un circuito oscilador (Adaptado de la tesis Arroyo, S. I. (2013) <sup>2</sup>)

Además, si uno trabaja a la frecuencia de resonancia, la amplitud de la señal de salida del oscilador será máxima, por lo que la relación señal-ruido (SNR) será mayor.

### 5.2.2. Filtro pasatodo

Un filtro pasatodo, también conocido como ecualizador de fase, es un circuito que mantiene la magnitud igual, pero que tiene un cambio de fase que varía con la frecuencia. Su aplicación principal es la de compensar cambios de fase en una determinada señal. Su forma más común es como se observa en la figura 16.



**Figura 16:** Filtro pasaaltos - *Leading*

Analícemos más en profundidad el circuito de la figura 16. Las ecuaciones que lo caracterizan son las ec. 17, 18 y 19:

$$A_{APF} = 1. \tag{17}$$

$$f_C = \frac{1}{2\pi RC}. \tag{18}$$

$$\phi = 2 \cdot \arctan\left(\frac{f_C}{f}\right). \tag{19}$$

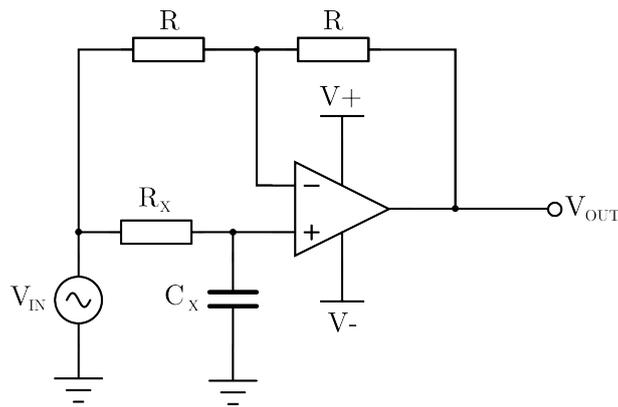
Si reemplazamos en la ecuación 19,  $f_C$  por su valor de la ecuación 18 y operamos, obtenemos la fórmula 20:

$$\phi = 2 \cdot \arctan\left(\frac{1}{2\pi f RC}\right). \tag{20}$$

Analícemos que ocurre en los valores límite de la frecuencia, es decir, calculando el límite, cuando la frecuencia tiende a cero y cuando tiende a infinito:

$$\begin{cases} \lim_{f \rightarrow 0} \phi_f = 2 \cdot \frac{\pi}{2} = \pi \\ \lim_{f \rightarrow \infty} \phi_f = 2 \cdot 0 = 0 \end{cases} \tag{21}$$

Ahora realizaremos el cambio que se observa en la figura 17, intercambiando  $C_X$  y  $R_X$ . Esto nos cambia el valor de  $f_C$  y, en consecuencia, la ecuación 20 pasa a ser 23



**Figura 17:** Filtro pasabajas - *Lagging*

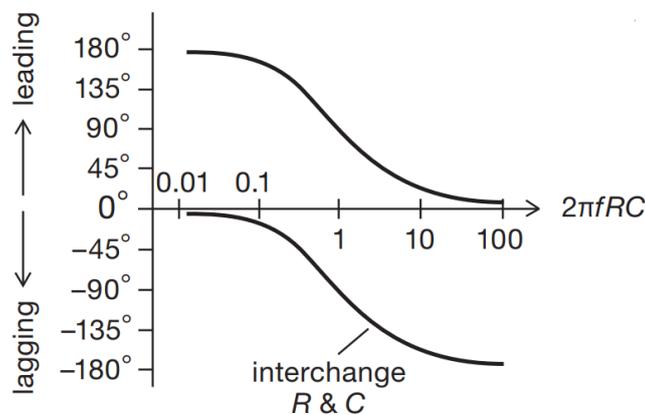
$$f_C = 2\pi RC. \tag{22}$$

$$\phi = -2 \cdot \arctan(2\pi fRC). \tag{23}$$

Nuevamente, si aplicamos límites para ver cómo se comporta en los extremos de la frecuencia, obtenemos que:

$$\begin{cases} \lim_{f \rightarrow 0} \phi_f = -2 \cdot 0 = 0 \\ \lim_{f \rightarrow \infty} \phi_f = -2 \cdot \frac{\pi}{2} = -\pi \end{cases} \tag{24}$$

En conclusión, si partimos con el circuito de la figura 16, lo que se observa es que para bajas frecuencias, la fase se adelanta 180°, mientras que para altas se mantiene con fase 0, es por esta característica que sirve para adelantar la fase (*leading*). Pero luego, si realizamos el cambio  $C_X$  por  $R_X$  y viceversa, el sistema mantendrá una fase cero para bajas frecuencias, pero retrasará 180°, produciendo un retraso (*lagging*). Si graficamos este comportamiento, obtendremos la figura 18.



**Figura 18:** *Leading - Lagging* (Imagen extraída del libro *The Art of Electronics* <sup>7</sup>)

Notar que si uno se mantiene en una misma frecuencia, pero intercambia  $R$  por  $C$ , se produce un cambio de  $180^\circ$ . Un estudio detallado de esta propiedad se presenta en la sección 6.2.2.

### 5.2.3. Guard trace y guard buffer

Una pista de guarda o *guard trace* es un conductor de baja impedancia que rodea una línea de entrada y mantiene un potencial uniforme a lo largo de su recorrido. Este diseño se emplea en circuitos con impedancias extremadamente altas y fuentes de señal muy débiles para minimizar las corrientes de fuga parásitas. Al aislar la entrada del amplificador operacional de los gradientes de voltaje presentes en la placa de circuito impreso, la pista de guarda reduce las interferencias no deseadas. Debido a su baja impedancia, las corrientes parásitas externas tienden a circular por esta pista en lugar de afectar directamente al área protegida.

Por otro lado, un amplificador de guarda es un seguidor de tensión (buffer) que se conecta a un punto de referencia, como tierra o un voltaje específico, y cuya salida se conecta al guard trace. Su función principal es mantener, de manera activa, un potencial uniforme en toda la pista de guarda, asegurando su eficacia. Para evitar problemas asociados con la carga capacitiva y limitar las corrientes en el sistema, es común incluir una resistencia entre la salida del buffer y la pista de guarda, con valores típicos que oscilan entre  $100\Omega$  y  $1000\Omega$ .

### 5.2.4. Margen de fase

Aunque el margen de fase no será empleado de forma extensiva a lo largo de este trabajo, su comprensión es esencial para interpretar adecuadamente los contenidos de la Sección 5.2.5.

El margen de fase es una medida de la distancia en fase que falta para que un sistema de control (o un amplificador realimentado) alcance un desfase de  $180^\circ$  en la frecuencia donde la ganancia en lazo abierto es igual a 1 (0 dB). Se define matemáticamente como:

$$\text{Margen de fase} = 180^\circ + \angle G(j\omega_c), \quad (25)$$

donde  $\angle G(j\omega_c)$  representa la fase del sistema en la frecuencia de cruce de ganancia unitaria  $\omega_c$ .

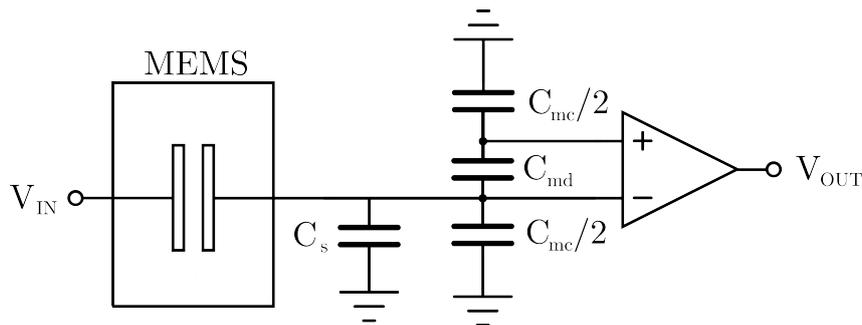
Un margen de fase bajo indica que el sistema está cercano a la inestabilidad y puede oscilar. La introducción de un polo en el sistema genera una pendiente descendente en la respuesta en frecuencia y un desfase negativo, lo que reduce el margen de fase. Por otro lado, la inclusión de un cero provoca un incremento en la fase, lo que puede compensar la pérdida de margen de fase causada por el polo.

### 5.2.5. Capacidades parásitas en circuitos con amplificadores operacionales y su solución

La mayoría de los amplificadores operacionales compensados internamente están diseñados para operar de manera estable en cualquier ganancia de lazo cerrado, incluida la ganancia unitaria. Sin embargo, en la práctica, cuando se trabaja con impedancias altas o en condiciones de pequeña señal, el circuito puede volverse inestable. Esto se debe a la interacción entre la capacitancia de entrada del amplificador operacional y la realimentación resistiva, lo que

genera una respuesta de alta frecuencia con un exceso de ganancia en lazo abierto. Como consecuencia, el margen de fase se reduce y pueden aparecer oscilaciones.

Todos los amplificadores operacionales presentan una capacitancia de modo diferencial  $C_{md}$  entre sus entradas, así como una capacitancia de modo común  $C_{mc}$  distribuida entre ambas entradas. Estas capacidades son consecuencia de los componentes internos del amplificador, como transistores y diodos de protección, y pueden verse incrementadas por elementos externos como zócalos, pistas de PCB, entre otros ( $C_s$ ). La Figura 19 ilustra estas capacidades parásitas.



**Figura 19:** Capacidades parásitas en un amplificador operacional.

Para analizar el impacto de estas capacidades en la realimentación, se considera una capacitancia parásita equivalente  $C_T$ , que es la suma de todas las contribuciones:

$$C_T = 2 \cdot 0.5C_{mc} + C_{md} + C_s. \quad (26)$$

A partir de este valor, se puede determinar el polo introducido por la interacción entre la capacitancia parásita  $C_T$  y la resistencia de realimentación  $R_F$ . Este polo se encuentra en la frecuencia:

$$f_p = \frac{1}{2\pi C_T R_F}. \quad (27)$$

Si  $R_F$  es alto o  $C_T$  es grande, el polo se desplaza a frecuencias bajas, reduciendo el margen de fase del sistema. Como resultado, la respuesta en lazo cerrado puede aproximarse a la frecuencia de cruce de ganancia unitaria, provocando inestabilidad y oscilaciones.

Para evitar este problema, se introduce un capacitor de compensación  $C_F$  en paralelo con la resistencia de realimentación. Este capacitor introduce un cero en la función de transferencia del sistema, lo que incrementa el margen de fase y estabiliza el amplificador. La frecuencia de este cero está dada por:

$$f_z = \frac{1}{2\pi C_F R_F}. \quad (28)$$

Y para garantizar la estabilidad del sistema, una regla empírica común es elegir  $C_F$  de manera que el polo original  $f_p$  no degrade el margen de fase. Para cumplir esto, se establece la relación dada por la fórmula 29:

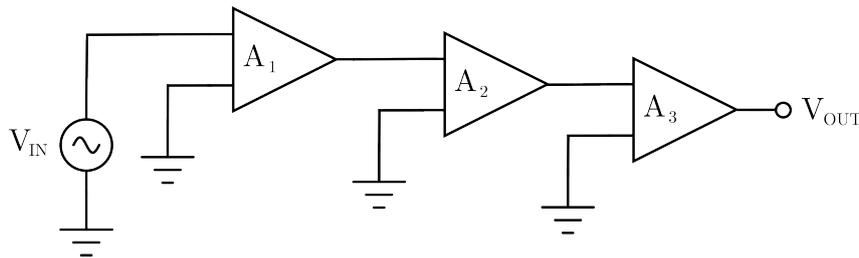
$$C_F \geq \sqrt{\frac{C_T}{R_F G_{BW}}}, \quad (29)$$

donde  $G_{BW}$  es el ancho de banda en lazo abierto del amplificador operacional. Ecuación obtenida del datasheet LMP7721 <sup>11</sup>.

Si bien este capacitor de compensación puede reducir el ancho de banda del circuito, su uso mejora significativamente la estabilidad del sistema.

### 5.2.6. Amplificadores en cascada

Un amplificador en cascada es una red de dos puertos diseñada con amplificadores que están conectados en serie, conectando la salida de cada amplificador a la entrada del siguiente, como se observa en la figura 20.



**Figura 20:** Cascada de amplificadores

Los amplificadores en cascada tienen tres ventajas principales:

- **Mayor ganancia:** Al tener múltiples amplificadores, la ganancia ya no está limitada al máximo individual, sino que ahora la ganancia total será igual al producto de todas las ganancias.

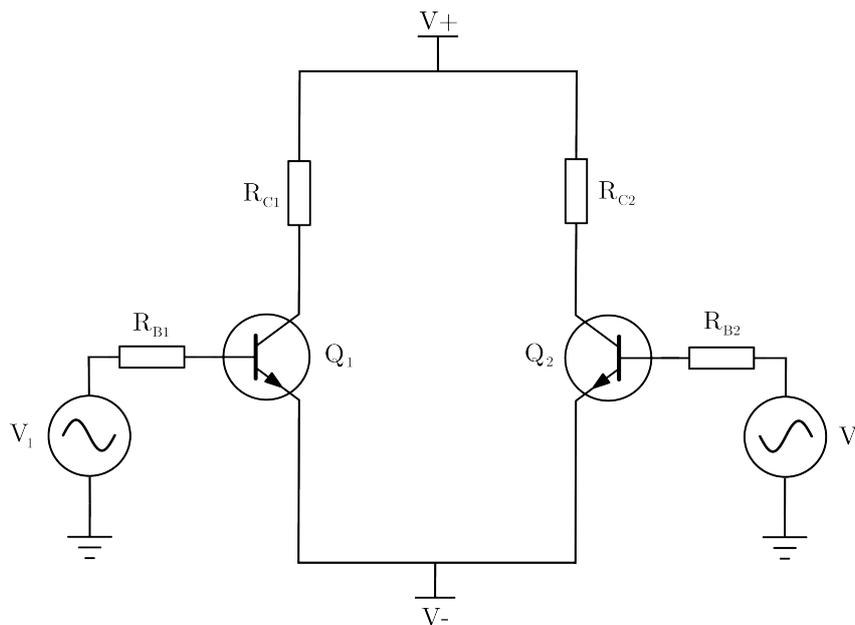
$$A_T = \prod_{i=1}^n A_i. \quad (30)$$

- **Mayor ancho de banda:** El ancho de banda está inversamente relacionado con la ganancia. Supongamos que, con un único amplificador, deseamos alcanzar una ganancia total  $A_T$ . Según lo mencionado anteriormente, a mayor ganancia, mayor será la limitación en el ancho de banda. Por el contrario, si utilizamos varios amplificadores en cascada y asignamos una ganancia moderada a cada etapa para alcanzar la misma ganancia total  $A_T$ , el sistema en cascada podrá mantener un mayor ancho de banda en comparación con el amplificador único. Esto se debe a que cada amplificador operará a una fracción de la ganancia total  $A_T$ , lo que reduce la limitación en el ancho de banda de cada etapa. El ancho de banda total del sistema estará determinado por la etapa que tenga el menor ancho de banda.
- **Flexibilidad en la impedancia de entrada y de salida:** Como se poseen distintos amplificadores, se pueden configurar de diversas maneras, para conseguir que, a nivel bloque, se obtenga una determinada impedancia de entrada y de salida, según lo que se requiera.

### 5.2.7. Tensión de offset de entrada

En los amplificadores operacionales ideales, se asume una simetría perfecta entre los componentes emparejados internamente. Sin embargo, en la práctica, esta simetría no se cumple completamente, lo que da lugar a ciertos efectos no deseados. Al diseñar circuitos de precisión, surgen tres parámetros principales como consecuencia de estas imperfecciones: **la corriente de polarización de entrada, la corriente de offset de entrada y la tensión de offset de entrada**. En este apartado, nos enfocaremos en explicar el concepto de la tensión de offset de entrada.

Cuando un amplificador diferencial, como el que se ilustra en la figura 21, actúa como la primera etapa de un amplificador operacional, las diferencias entre los componentes emparejados (por ejemplo, las resistencias de colector o los transistores) pueden inducir una tensión de error en la salida. En particular, las resistencias de colector pueden tener valores ligeramente distintos, lo que genera un desequilibrio que contribuye al offset de salida. Además, los transistores pueden presentar características de curva diferentes, lo que produce una polarización desigual y, en consecuencia, valores distintos de  $V_{BE}$  (tensión base-emisor) que también afectan la salida del amplificador.



**Figura 21:** Amplificador diferencial como primera etapa de un OPAMP

En conclusión, si se suman todos los efectos no deseados de los componentes internos, se obtiene la tensión de offset de entrada. Esta tensión tiene la capacidad de desviar la salida del amplificador. Dando lugar a que, por ejemplo, si ambas entradas son cero, la salida sea un valor diferente de cero, con un comportamiento caracterizado por la fórmula 31. Del mismo modo, al aplicar una señal a la entrada, la salida puede seguir el comportamiento esperado, pero con la adición de esta tensión de error.

$$V_{error} = A_V V_{in(off)}. \tag{31}$$

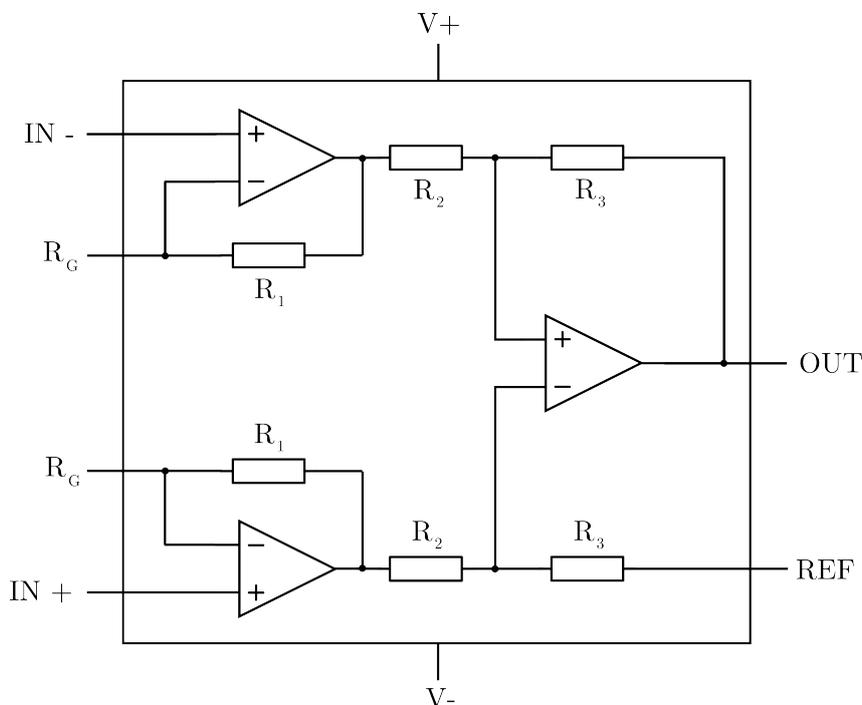
En el apartado de **Corrección del offset** de la sección 6.2.3, se detallará cómo compensar esta tensión de offset para minimizar su impacto en el rendimiento del amplificador.

### 5.2.8. Amplificador de instrumentación

Los amplificadores de instrumentación son un tipo de amplificador diferencial, los cuales son ideales para trabajar con señales débiles y con altos niveles de ruido, ya que se caracterizan por tener:

- Una alta ganancia.
- Una gran tasa de rechazo de modo común (CMRR).
- Una impedancia de entrada alta.
- Baja impedancia de salida.
- Una buena estabilidad en la ganancia
- Bajo ruido.

Consiguen estas propiedades porque internamente están constituidos por varios amplificadores operacionales, normalmente de la forma que se ilustra en la figura 22. Y, en la mayoría de los modelos, se puede añadir una resistencia de manera externa para poder establecer la ganancia, sin necesidad de generar una realimentación externa.



**Figura 22:** Circuito interno del funcionamiento teórico de un tipo de amplificador de instrumentación

La fórmula que los caracteriza es la ecuación:

$$V_{OUT} = G \cdot (V_{IN+} - V_{IN-}) + V_{REF}. \quad (32)$$

Donde  $G$  es la ganancia, y  $V_{REF}$  es la tensión DC externa, que sirve para montar la señal de salida sobre esta componente de continua.

### 5.2.9. Reguladores y LDO

Un regulador de voltaje es un dispositivo electrónico que tiene como principal aplicación la de mantener una tensión de salida constante, independientemente de los cambios en la tensión de entrada. Existen distintos tipos:

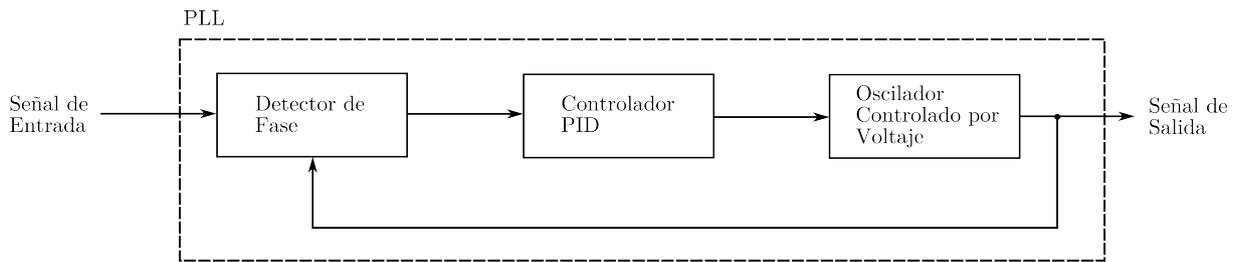
- **Lineales:** Se basan en dispositivos que funcionan en su región lineal, y mantienen un voltaje fijo mediante disipación continua de potencia.
- **Conmutados (Switching):** Utilizan conmutación para regular el voltaje de forma eficiente, pueden reducir o aumentar el voltaje a costa de producir niveles de ruido más elevados, comparando con otro tipo de reguladores.
- **De referencia o de precisión:** Diseñados para mantener un voltaje fijo de alta estabilidad, usados como base para otros circuitos reguladores.

En particular, nos interesa estudiar los reguladores LDO (Low Dropout Regulator) el cual es un tipo de regulador de voltaje lineal que puede operar con una pequeña diferencia entre el voltaje de entrada y el de salida, esta diferencia de tensión es conocido como "dropout". Además, tiene otras dos ventajas que lo hacen interesante para nuestra aplicación:

- **Simplicidad:** Es fácil diseñar y implementar, ya que suele requerir pocos componentes externos, reduciendo considerablemente el espacio que ocupa.
- **Bajo ruido:** Genera menos ruido eléctrico en comparación con reguladores conmutados.

### 5.2.10. PLL y VCO

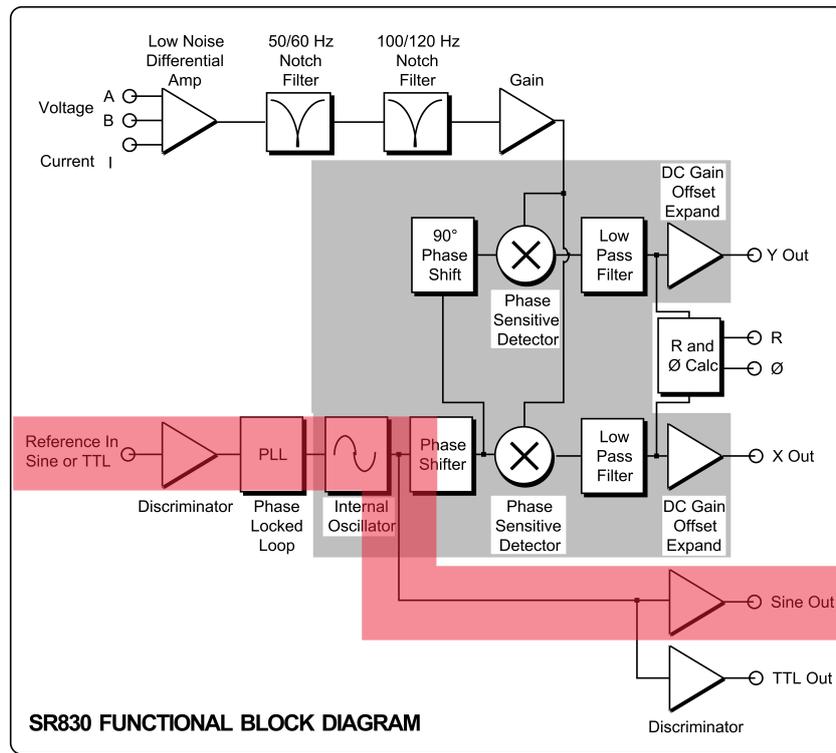
Un concepto relevante que cabe ser mencionado es el Phase Locked Loop (PLL) o lazo enganchado en fase. Un PLL es un circuito de retroalimentación diseñado para sincronizar la fase de una señal externa con la de una señal de referencia. Este tipo de circuitos funciona comparando continuamente la fase de la señal externa con la fase de una señal de referencia generada por un **oscilador controlado por voltaje** (VCO, por su sigla en inglés). A partir de esta comparación, el circuito ajusta la fase de la señal externa para que coincida con la fase de la referencia. Como resultado, ambas señales quedan sincronizadas en fase, lo que garantiza una correspondencia precisa. Este proceso puede observarse de manera ilustrativa en la Figura 23.



**Figura 23:** Diagrama de bloques de un lazo de enganche de fase (PLL), compuesto por un detector de fase, un controlador PID y un oscilador controlado por voltaje (VCO).

Como se vio en el párrafo anterior, un componente clave dentro de un PLL es el oscilador controlado por voltaje (VCO), cuyo funcionamiento merece una descripción más detallada. El VCO es un circuito capaz de generar una señal con una frecuencia que depende directamente de un valor de tensión continua aplicado en su entrada. La relación entre la tensión de entrada y la frecuencia de salida puede ajustarse, generalmente, mediante resistencias externas u otros elementos configurables.

Se utilizaron indirectamente estos conceptos ya que están integrados internamente en el amplificador *lock-in*, como se observa en la figura 24, y estos componentes pueden ayudar a mantener los circuitos auto-sostenidos. Es importante aclarar que sin el desfasador no es posible conseguir un circuito auto-sostenido, posiblemente porque el PLL interno ayuda a compensar únicamente pequeños cambios de fase. Cabe mencionar que es posible implementar un circuito autosostenido integrando un PLL mediante el circuito integrado CD4046; sin embargo, dicha implementación no será abordada en esta tesis, ya que aún se requieren pruebas adicionales.



**Figura 24:** Diagrama de bloques en el que se muestra el funcionamiento interno del amplificador *lock-in* SR830 (*Manual SR830* <sup>20</sup>) Se ha remarcado la sección de Referencia, la cual contiene el PLL y el VCO.

Se detallará mejor qué es un amplificador *lock-in* y su aplicación en nuestros setups en el capítulo 7.

### 5.3 Estabilidad en frecuencia de micro-resonadores mecánicos

En esta sesión abordaremos la estabilidad en frecuencia de micro-resonadores mecánicos, un aspecto fundamental para su desempeño en diversas aplicaciones. Estudiar esta estabilidad nos proporciona indicios clave sobre la resolución y precisión del sensor basado en el micro-resonador.

Inicialmente, analizaremos la desviación estándar como una herramienta estadística para cuantificar la variabilidad en la frecuencia. Sin embargo, esta medida presenta limitaciones al no poder distinguir entre diferentes tipos de ruido que afectan al sistema. Por ello, profundizaremos en la desviación de Allan, una técnica más robusta y adecuada que permite descomponer y caracterizar las distintas fuentes de ruido, proporcionando una evaluación más precisa y completa de la estabilidad en frecuencia de los micro-resonadores.

#### 5.3.1. Fracción de frecuencia

Un concepto útil para comparar distintos dispositivos, aun cuando presentan frecuencias de resonancia diferentes, es la **fracción de frecuencia**. Esta magnitud permite normalizar las

mediciones y expresarlas de forma relativa y adimensional, lo cual facilita la comparación entre resonadores:

$$f_F = \frac{f - f_0}{f_0}, \quad (33)$$

donde  $f_0$  es el valor medio de la frecuencia, y  $f$  representa la frecuencia instantánea.

### 5.3.2. Desviación estándar

La **desviación estándar** ( $\sigma_y$ ) es una medida para describir la dispersión de un conjunto de datos respecto a su media. Es útil en sistemas donde predomina el ruido blanco, ya que este tipo de ruido es independiente y no presenta correlación temporal. Su cálculo se realiza de la siguiente forma:

1. Se parte de un vector de  $N$  valores de frecuencia  $y$ .
2. A cada valor  $y_n$  se le resta la media del vector ( $\bar{y}$ ), obteniendo las desviaciones.
3. Se elevan dichas desviaciones al cuadrado.
4. Se suman los resultados y se dividen entre el número de datos ( $N$ ), obteniéndose la varianza.
5. Finalmente, la raíz cuadrada de la varianza corresponde a la desviación estándar.

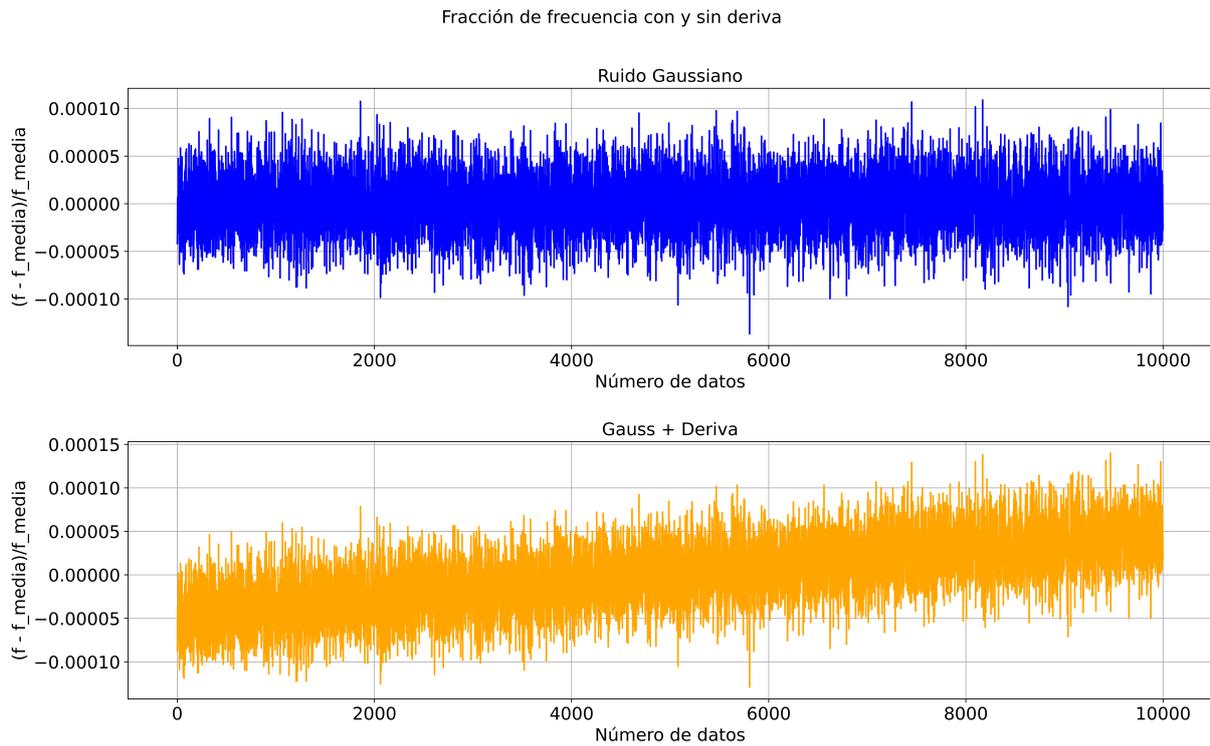
Dando como resultado la ecuación 34.

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (y_n - \bar{y})^2} \quad (34)$$

Sin embargo, en sistemas como osciladores o relojes, donde además del ruido blanco se pueden encontrar otros tipos ruidos correlacionados —como el *flicker noise* o el ruido de deriva—, esta métrica pierde validez: puede no reflejar adecuadamente la estabilidad del sistema e, incluso, no converger al aumentar la cantidad de datos.

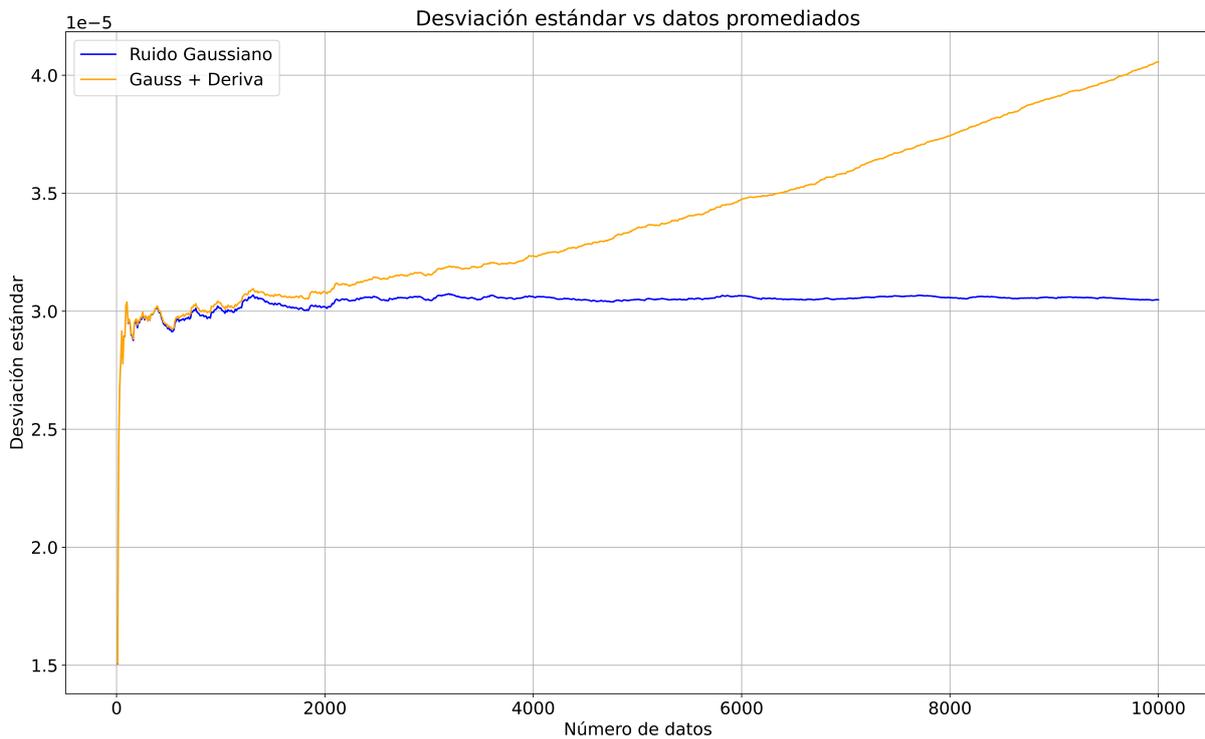
Para ilustrar estas limitaciones, se propone la siguiente simulación:

1. Se genera una primera señal compuesta por una frecuencia central  $f_0$  a la que se le añade ruido blanco gaussiano de media cero y desviación estándar  $\sigma$ .
2. A partir de ella, se construye una segunda señal que incorpora, además, un ruido de deriva, modelado como un incremento lineal en el tiempo con pendiente  $f_{deriva}$ .
3. Al graficar ambas señales (figura 25), se observa que la señal con ruido blanco (azul) fluctúa alrededor de la frecuencia central, mientras que la señal con deriva (naranja) presenta una tendencia creciente en el largo plazo.



**Figura 25:** Simulación de una señal con frecuencia central y ruido blanco (azul), y una segunda señal que incluye, además, ruido de deriva (naranja).

4. Si se calcula la desviación estándar de ambas señales a lo largo del tiempo (figura 26), se aprecia cómo en el caso del ruido blanco la medida converge hacia un valor. En contraste, cuando la señal incluye deriva, la desviación estándar crece indefinidamente, es decir, diverge.



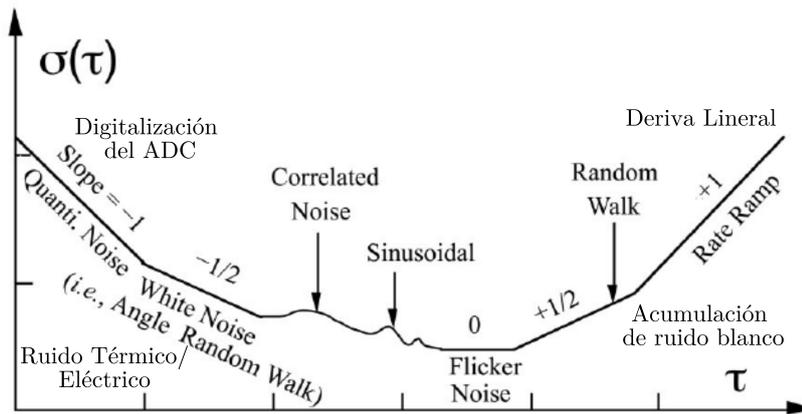
**Figura 26:** Desviación estándar en función del tiempo para señales con ruido blanco (azul) y con ruido blanco más deriva (naranja).

Este ejemplo evidencia la necesidad de una herramienta más adecuada para evaluar la estabilidad en distintos horizontes temporales.

Con este objetivo, David Allan desarrolló en la década de 1960, mientras trabajaba en relojes de alta precisión en el Instituto Nacional de Estándares y Tecnología (NIST), una nueva métrica: la **desviación de Allan**.

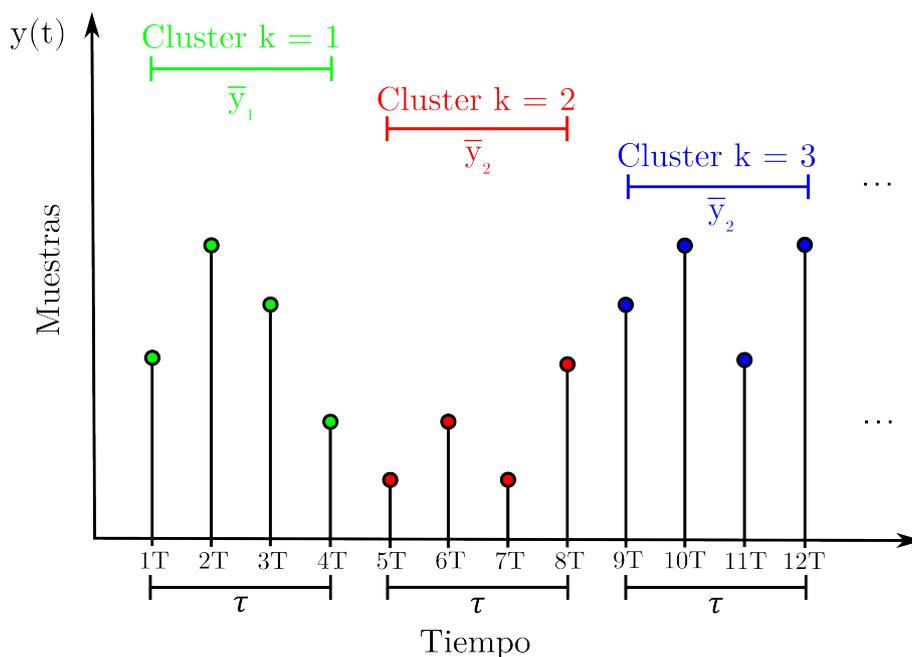
### 5.3.3. Desviación de Allan

La desviación de Allan ( $\sigma_y(\tau)$ ) fue diseñada específicamente para caracterizar el ruido en sistemas de tiempo y frecuencia. A diferencia de la desviación estándar, evalúa la estabilidad en distintos intervalos de integración ( $\tau$ ), permitiendo identificar el tipo de ruido dominante en cada escala temporal, a partir de la pendiente de la recta que ajusta a la Desviación de Allan en cada una de esas escalas (ver figura 27). Además, es más robusta frente a tendencias de largo plazo y ruidos correlacionados, como el *flicker noise* ( $1/f$ ) o el *drift* de frecuencia.



**Figura 27:** Tipos de ruido predominantes según la pendiente de la desviación de Allan (adaptado de Hidalgo (2012)<sup>23</sup>). En la figura se incluyen ejemplos de posibles fuentes físicas para cada tipo de ruido.

Su cálculo se realiza mediante los siguientes pasos (figura 28):



**Figura 28:** Cálculo de la desviación de Allan. El vector de frecuencias  $y$  se divide en bloques de longitud  $\tau$  y se calcula la varianza de Allan a partir de la diferencia entre promedios de bloques consecutivos. Repitiendo el procedimiento para distintos valores de  $\tau$ , se caracteriza la estabilidad del dispositivo en múltiples escalas temporales (intervalos de integración)

1. Se toma un vector de frecuencias  $y$  de longitud  $N$ .
2. Se divide en  $K$  bloques de longitud  $\tau = \frac{N}{K} T_S$ , donde  $T_S$  es el período de muestreo.
3. Para cada bloque  $k$ , se calcula su promedio  $\bar{y}_k$ .

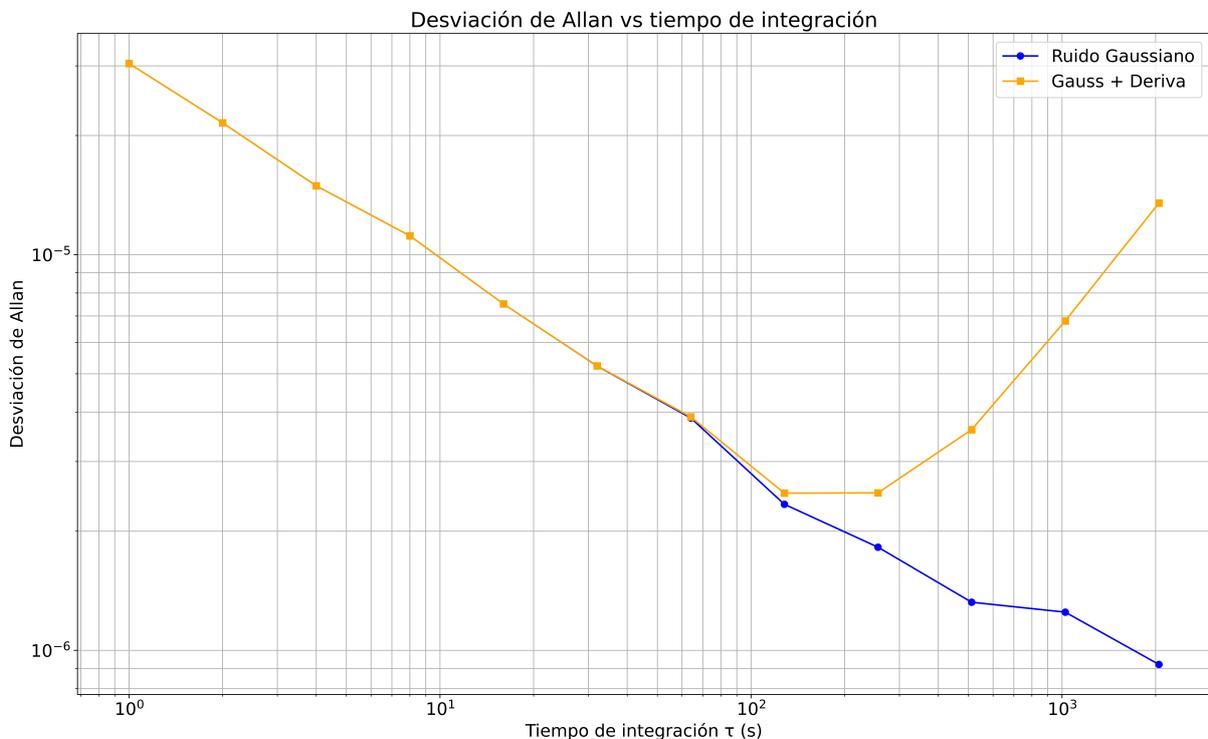
4. Se calcula la diferencia entre promedios de bloques consecutivos:  $\bar{y}_{k+1} - \bar{y}_k$ .
5. Se eleva al cuadrado dicha diferencia y se repite para todos los pares de bloques.
6. Se suman los resultados, se normaliza por  $2(K - 1)$  y se obtiene la **varianza de Allan**.
7. La raíz cuadrada de esta varianza corresponde a la desviación de Allan para el intervalo  $\tau$ .
8. Repitiendo el procedimiento para distintos  $\tau$ , se obtiene una curva que describe cómo evoluciona la estabilidad del sistema en función de la escala temporal.

El resultado final es la ecuación 35.

$$\sigma_y(\tau) = \sqrt{\frac{1}{2(K - 1)} \sum_{i=1}^{K-1} (\bar{y}_{i+1}(\tau) - \bar{y}_i(\tau))^2} \quad (35)$$

Si retomamos las señales de la figura 25 y calculamos su desviación de Allan (figura 29), se observa claramente que:

- En la señal azul predomina el ruido blanco en todo el rango temporal;
- En la señal naranja, el ruido blanco domina únicamente hasta un cierto punto, a partir del cual la deriva se vuelve la fuente principal de inestabilidad.



**Figura 29:** Desviación de Allan de las señales con ruido blanco (azul) y con ruido blanco más deriva (naranja).

Para concluir es relevante destacar que, en el punto donde cambia la fuente de ruido predominante, la curva presenta un mínimo. Este valor indica que, para dicho intervalo de integración  $\tau$ , se alcanza la menor frecuencia distinguible por encima del piso de ruido. Este punto resulta clave, ya que permite identificar la mínima diferencia de frecuencia detectable y, a partir de ella, determinar la resolución mínima alcanzable en la evaporación de masa.

## 6 Desarrollo

### 6.1 Programación

#### 6.1.1. Requerimientos

1. Programar los instrumentos para que funcionen de manera remota y autónoma.
2. El lenguaje de programación debe ser python.
3. Cada instrumento debe tener su propia clase.
4. El código debe ser compatible con diferentes protocolos de comunicación, entre los que se encuentran GPIB, USB y Serial.

#### 6.1.2. Diseño

Para la programación en Python se decidió utilizar la librería *pyvisa*, la cual permite comunicarse con todos los protocolos de comunicación requeridos.

Como uno de los requerimientos era que cada instrumento tuviera su propia clase, se decidió implementar una clase padre llamada *instrumento*, la cual contendría los métodos y atributos comunes a cualquier equipo. Estos serían heredados por las clases hijas que ya serían puntualmente las programadas para cada una.

Los métodos que son comunes a casi todos los instrumentos son:

- **Conexión estándar:** Debe ser general, permitiendo elegir el protocolo de comunicación que se utilizará.
- **Conexión automática:** Existen equipos como el frecuencímetro que poseen identificadores únicos, lo que permite una conexión automática conociendo su *IDVendor* y su *IDProduct*. Suele ser una característica de dispositivos con interfaz USB.
- **Read:** Lee los strings que provengan de un instrumento hasta un carácter de finalización.
- **Write:** Permite solo dar instrucciones al instrumento.
- **Query:** Permite escribir y leer, se suele utilizar este comando para poder consultar el estado de un parámetro en el instrumento.
- **Generar archivo csv:** Crea un archivo csv con el nombre que se le pase como parámetro.
- **Iniciar nueva medición:** Genera la carpeta, el archivo csv y el encabezado para la nueva medición. Esta función es para instrumentos que puedan requerir guardar datos.
- **Escribir encabezado:** Crea unas primeras líneas de comentarios, los cuales se pasan como parámetro.
- **Guardar línea:** Guarda la línea que se pase como parámetro.

Estos métodos son heredados a cada clase en particular, y a su vez se crearán métodos según el tipo de equipo. A continuación se listan las funciones que se poseen en cada una:

### 1. Frecuencímetro FCA3000:

- **Configuración inicial:** Este método sirve para establecer en el equipo unos valores con los que se desea que se inicie.
- **Medir frecuencia:** Solicita al equipo el valor de frecuencia medido.
- **Medir *array* de frecuencia:** Solicita al frecuencímetro que mida un *array* de N valores de frecuencia.
- **Calcular desviación de Allan:** Este método importa un archivo csv, y calcular la desviación de Allan utilizando la librería de python **AllanTools**.

### 2. Amplificador *Lock-in* 830:

- **Configuración inicial:** Se establecen los valores de partida.
- **Set/Get constante de tiempo:** Son métodos para establecer u obtener la constante de tiempo, que es un parámetro que determina la velocidad con la que el amplificador responde a los cambios en la señal de entrada y su capacidad para filtrar el ruido.
- **Set/Get Sensibilidad:** Establece u Obtiene la sensibilidad, parámetro que sirve para mejorar la capacidad de medir señales de muy baja amplitud.
- **Get X:** Obtiene X, que es la componente de la señal que esta en fase con la señal de referencia.
- **Get Y:** Obtiene Y, que es la componente de la señal que esta en cuadratura (es decir, desfasada 90°) con la señal de referencia.
- **Calcular Magnitud/Fase:** Estos parámetros se podrían obtener del *lock-in* directamente, pero es preferible calcularlo a partir de X e Y, ya que la medición de estos últimos valores tiene mejor precisión. Las formulas para obtenerlas son 36 y 37.

$$MAG = \sqrt{X^2 + Y^2} \quad (36)$$

$$\arctan\left(\frac{Y}{X}\right) \cdot \frac{180}{\pi} \quad (37)$$

### 3. Preamplificador de corriente SR570:

- **Set/Get modo:** Permite seleccionar el modo de uso entre **HIGH BW**, **LOW DRIFT** u **LOW NOISE**.
- **Set/Get DC bias:** Permite inyectar un valor DC a la señal
- **Set/Get Ganancia:** Selecciona la amplificación que se desea en A/V.
- **Invertir:** Invierte la señal.

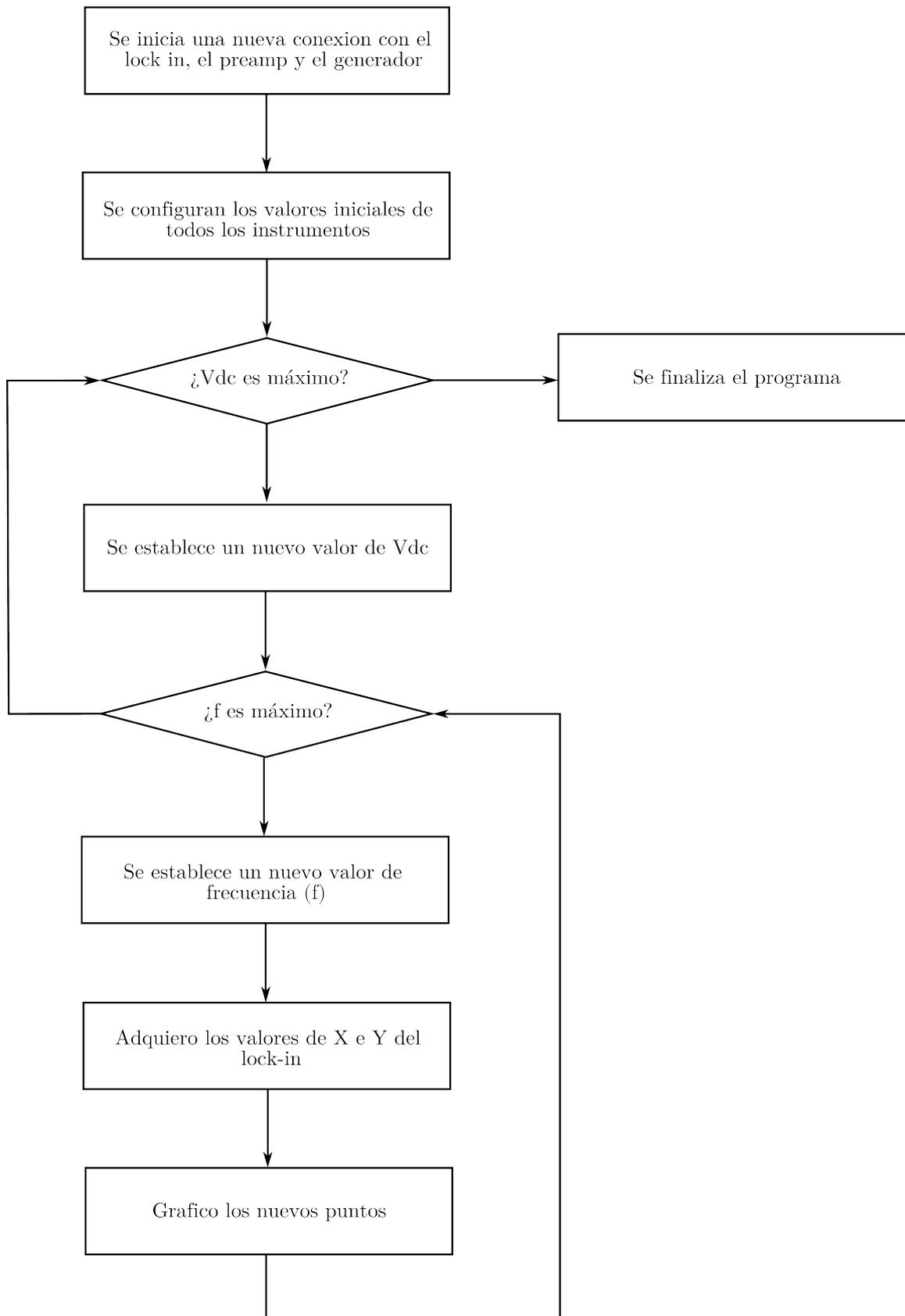
### 4. Generador de funciones AFG3102:

- **Apagar Canales:** Apaga ambos canales.
- **Set/Get Canal:** Son dos métodos, que permiten seleccionar un canal o ver cual esta seleccionado, para configurarlo.
- **Encender Canal:** Enciende el canal seleccionado.
- **Set/Get Amplitud** Configura u obtiene la amplitud del canal seleccionado.
- **Set/Get Offset:** Configura u obtiene el valor de offset de la señal.
- **Set/Get Frecuencia:** Configura u obtiene la frecuencia del canal seleccionado. Para un barrido en frecuencia se va modificando utilizando este método en un bucle.
- **Set/Get Forma de onda:** Permite elegir entre cuadrada, sinusoidal, rampa o pulso.

Completadas todas las clases, lo que se hace es crear códigos que contengan instancias de los instrumentos que se van a utilizar, y se implementarán combinaciones de los métodos vistos anteriormente con nuevas funciones que se creen para lo que se desea medir en particular, por lo que puede haber mucha variabilidad en estos programas. En la figura 30, como ejemplo, se muestra un diagrama de flujo para un barrido en frecuencia a lazo abierto, variando a su vez su valor de tensión DC para un micro-resonador.

Se pueden consultar los códigos realizados en el repositorio de GitHub *Codigos\_de\_instrumentos*.

21



**Figura 30:** Diagrama de flujo, a modo de ejemplo, de un código para realizar un barrido en frecuencia a lazo abierto, variando a su vez su valor de tensión DC para un micro-resonador

## 6.2 Circuitos

En este proyecto se diseñaron e implementaron diversos circuitos, incluyendo tanto aquellos planteados como objetivos principales, como otros desarrollados con el propósito de realizar pruebas, entre ellos el PLL-atenuador y el detector de cruce por cero (zero-crossing).

Es importante señalar que habrá una notable diferencia en la calidad entre algunos circuitos, como el desfasador y el amplificador de transimpedancia. Esto se debe a que transcurrió un largo periodo de tiempo entre el diseño de ambos, lo que permitió un mayor aprendizaje y un aumento en los recursos disponibles para la compra y fabricación del segundo.

A continuación, profundizaremos, sección a sección, en cada uno de ellos:

### 6.2.1. Switch

Éste, aunque sea muy simple, también fue muy útil. Se realizó un interruptor que permitiera cambiar de lazo abierto, utilizando un generador externo, a lazo cerrado utilizando la señal proveniente del mismo bucle.

Consta de un interruptor ON-OFF-ON, el cual conecta la entrada LOOP al OSC o LOOP a REF. El resultado final se observa en la siguiente figura:



**Figura 31:** Modelo 3D del *switch* que se implemento

### 6.2.2. Desfasador

#### Requerimientos

1. Debe poder realizar un cambio de  $180^\circ$  al mover un interruptor
2. Debe tener un potenciómetro, para poder ajustar la frecuencia de corte de los filtros

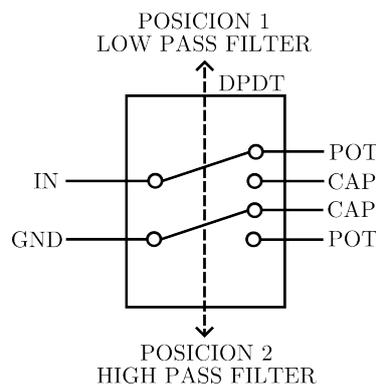
#### Interpretación de los requerimientos

En esta sección se busca desglosar cada uno de los ítems enumerados en la sección anterior para poder traducirlos a características del diseño:

1. Debe tener un interruptor que permita cambiar el capacitor por la resistencia y viceversa. Con este cambio, como se detallo en la sección 5.2.2, producirá un cambio de  $180^\circ$  independientemente de la frecuencia a la que se trabajé.
2. Se debe tener un potenciómetro que lo que permita sea variar la frecuencia de corte del filtro que este seleccionado, es decir que ajuste el valor de  $f_c$  para el filtro pasabajos y para el filtro pasaaltos. Esto lo que produce es que, para una frecuencia dada, varíe el desfase que puede producir el circuito, ajustándolo a las necesidades del usuario.

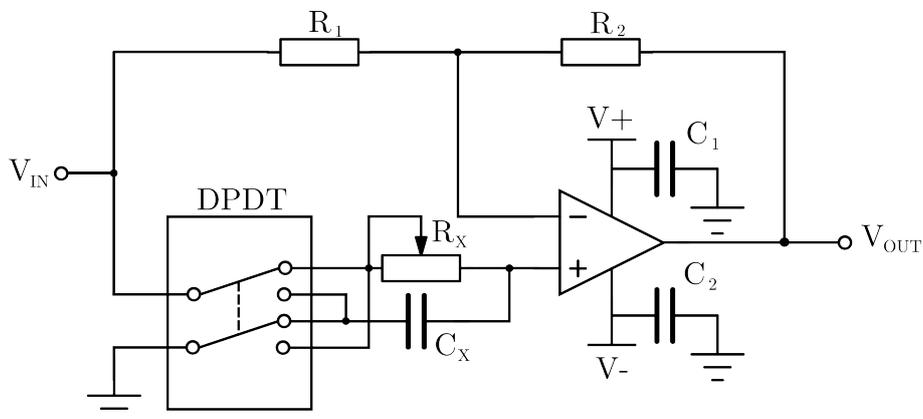
**Diseño**

Para este diseño, se parte de los circuitos analizados en la sección 5.2.2, combinando ambos, en un único esquema. Se decidió utilizar un interruptor DPDT (*Double-Pole Double-Throw*) para realizar el cambio entre ambos circuitos usando la configuración que se observa en la figura 32. Se empleó este componente, debido a que posee dos polos, es decir, permite actuar dos sistemas al momento de cambiarlo de posición, y además cuenta con dos terminales, permitiendo seleccionar entre dos opciones.



**Figura 32:** Configuración del DPDT

Aplicando esta idea, terminamos obteniendo el circuito dispositivo que se observa en la figura 33. Donde la ganancia es unitaria, ya que ambas resistencias  $R_1$  y  $R_2$  son iguales, y se eligió un valor de  $10k\Omega$ . Y los capacitores  $C_1$  y  $C_2$  son de  $100nF$ .



**Figura 33:** Circuito desfasador

Llegado este punto, lo único que queda por definir es el valor de  $R_X$  y  $C_X$ . El procedimiento es el siguiente:

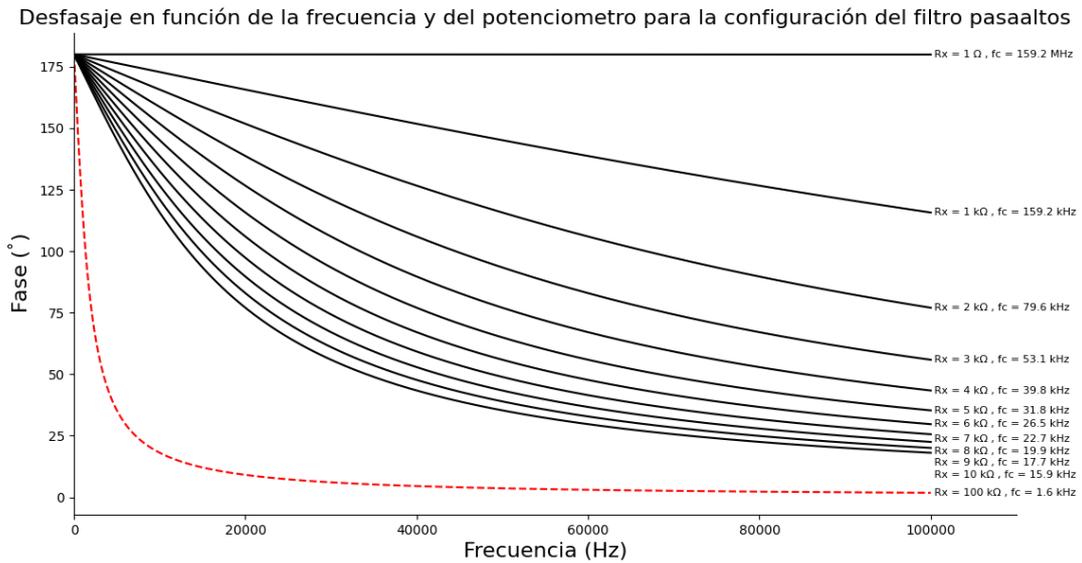
1. Se elige un valor de  $C_X$  que sea fácil conseguir, en nuestro caso 1 nF.
2. Se establece los valores de frecuencia límites (mínimo y máximo) con los que se van a trabajar.
3. En este punto se tomo la decisión de, por disponibilidad, iniciar con un potenciómetro de  $10k\Omega$ . Con el se podía estimar los valores de corte de los filtros.

$$f = \frac{1}{2\pi R_X C_X} \quad (38)$$

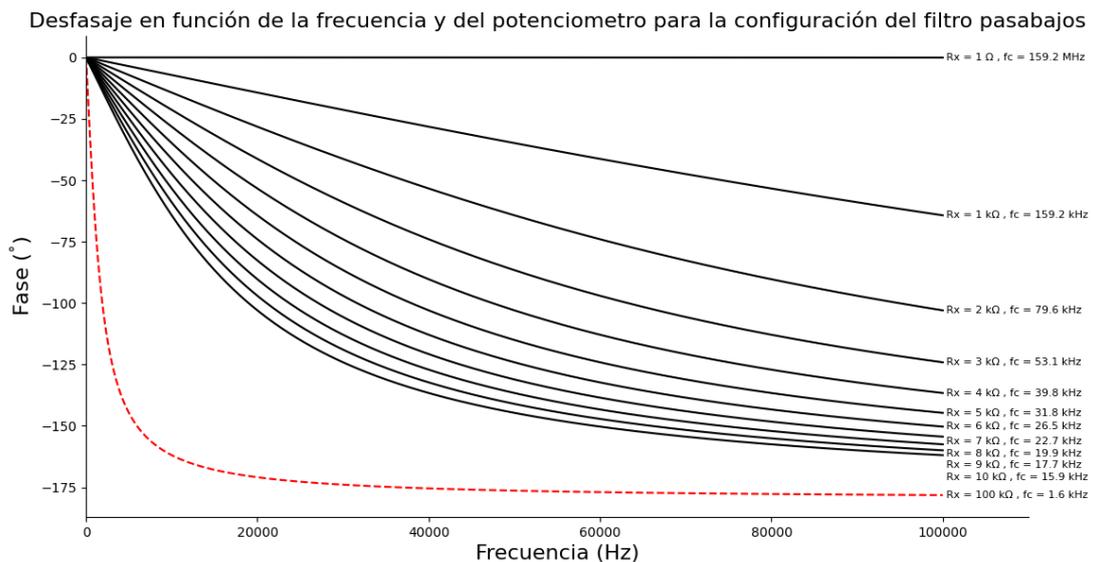
4. Ahora se debe evaluar esa ecuación para los extremos del potenciómetro de manera de caracterizar el rango de frecuencias de corte que puede tomar:

$$\left\{ \begin{array}{l} f = \frac{1}{2\pi \cdot (1\Omega) \cdot (10nF)} = 15.91kHz \\ f = \frac{1}{2\pi \cdot (10k\Omega) \cdot (10nF)} = 159MHz \end{array} \right. \quad (39)$$

5. Sabiendo esto, y conociendo las ecuaciones de como varia la fase para distintos valores de R, en función de la frecuencia (ver sección 5.2.2). Se realizaron las gráficas que se observan a continuación (figura 34), simulando las ecuaciones del filtro pasaaltos y del pasabajos. De esta forma, pudimos obtener una aproximación de que valores de desfase vamos a poder introducir para distintas posiciones del potenciómetro.



(a) Filtro pasaaltos

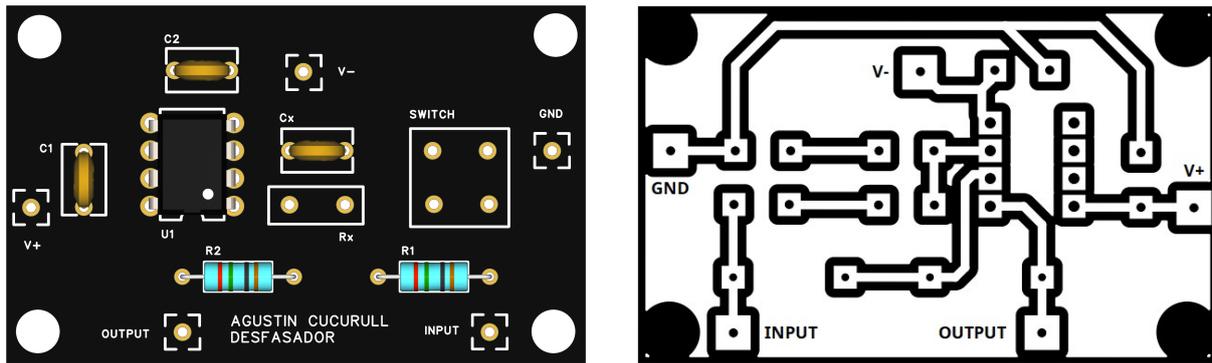


(b) Filtro pasabajos

**Figura 34:** Curvas que indican como varia la fase en función de la frecuencia, para distintas posiciones del potenciómetro, en cada tipo de filtro

### Fabricación

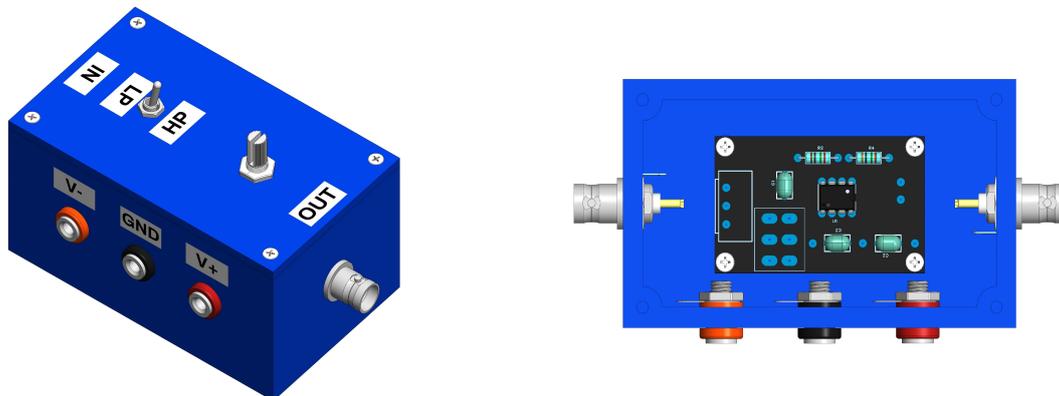
El esquemático con todos los detalles se adjuntarán en la sección **13.1 apéndice C - esquemáticos**. El diseño del PCB, luego de posicionar los componentes y rutearlos, se observa en la siguiente figura:



**Figura 35:** Izquierda: Simulación 3D; Derecha: Imagen utilizada para el CNC láser

Para la fabricación de esta placa se siguieron los pasos indicados en el Apéndice A. Finalizada la placa, se imprimió la caja en 3D, y solo restó soldar los componentes *through hole* y los cables que llevarán a los elementos de la caja siguiendo el diagrama de interconexión (ver **anexo C - desfasador**).

El resultado final es el dispositivo que se observa en la figura 36. Notar que tiene un BNC de entrada y de salida, y 3 conectores banana para alimentarlo con una fuente externa con tensiones positivas, negativas y GND ( $0V_{DC}$ ).



**Figura 36:** Modelo 3D del desfasador que se implemento

### 6.2.3. Amplificador de Transimpedancia (TiA)

#### Requerimientos

1. Debe entrar en la cámara de vacío, lo que implica que sus dimensiones deben ser de 50 mm x 50 mm.
2. Se debe utilizar una batería de 9V, que se colocará dentro de la cámara.
3. Debe tener ganancia seleccionable, con valores de, al menos,  $10^5$ ,  $10^6$  y  $10^7$ .
4. Debe poder manejar corrientes en un rango entre 15 nA a 15 mA.

5. Debe poseer un zócalo ZIF de 16 PINES para conectar el micro-resonador.
6. El ancho de banda mínimo debe ser de 100kHz.

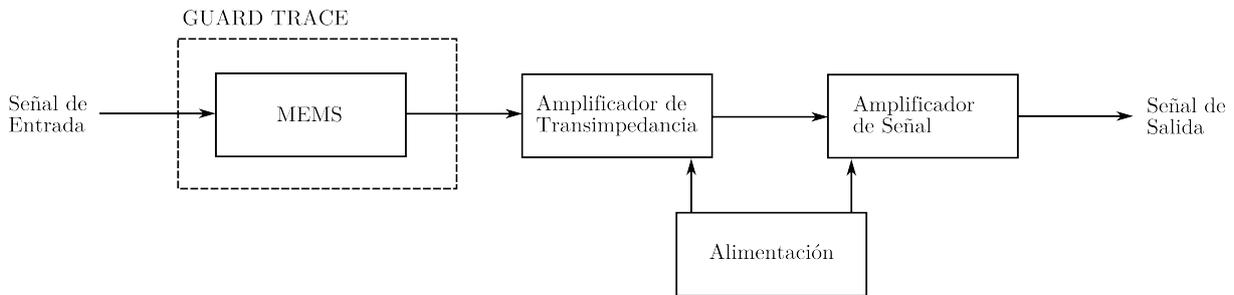
### Interpretación de los requerimientos

Al igual que se hizo en el circuito anterior, a continuación se buscará cuál es la implicancia de cada requisito en el diseño electrónico:

1. Las dimensiones compactas del PCB imponen restricciones en el tamaño de los componentes. Se seleccionarán resistencias y capacitores SMD 0603 y encapsulados SOIC-8 para los integrados. Estos encapsulados ofrecen un buen compromiso entre miniaturización y facilidad de reemplazo, especialmente para usuarios no técnicos.
2. Esta necesidad surge debido a que las baterías permiten operar a niveles de ruido considerablemente menores y, al poder entrar una batería dentro de la cámara, se evitan problemas de bucle de tierra debido a la reducción del largo de los cables. Lo que sí trae dos parámetros a considerar en el diseño:
  - a) Para procesar señales bipolares, es necesario establecer una referencia de tensión a tierra virtual. Esto se logra mediante un divisor de tensión y un regulador LDO, proporcionando voltajes positivos y negativos de igual magnitud para un rango de operación simétrico.
  - b) Los circuitos integrados que se elijan deben ser de bajo consumo y que funcionen con tensiones de alimentación bajas.
3. Este implica que se debe poder seleccionar la ganancia. Como se explicará en la siguiente sección, se eligieron unos amplificadores de instrumentación, y se podrá seleccionar la ganancia del mismo seleccionando a través de un *header* entre tres resistencias distintas.
4. Esto se puede traducir en varias consideraciones a la hora de diseñar:
  - a) Al manejar corrientes tan bajas debe haber un *guard trace* entre los pines del amplificador operacional y la señal de entrada.
  - b) Los circuitos utilizados deben manejar niveles de ruido a la entrada muy bajos.
  - c) La corriente de *bias* del amplificador operacional que se encarga de realizar la conversión de corriente a tensión, debe ser varias veces menor al valor que se desea medir, para que no afecte considerablemente el valor medido.
5. Este agrega dos condiciones:
  - a) Se debe dejar al menos un espacio de 37.5 mm x 14.9 mm en el PCB para este zócalo, reduciendo aún más el espacio para componentes.
  - b) Como del micro-resonador sale la corriente, debe estar contenido dentro del *guard trace*.
6. Este último ítem implica que los componentes posean un buen ancho de banda y que las configuraciones que se utilicen en el circuito no afecten drásticamente a este parámetro.

### Diseño

En esta sección se explicará el funcionamiento de cada bloque funcional del circuito, el cual se muestra en la figura 37. El análisis del diseño comenzará con los conceptos más básicos y progresará hacia un circuito más complejo, describiendo los posibles problemas y las modificaciones necesarias para solucionarlos.

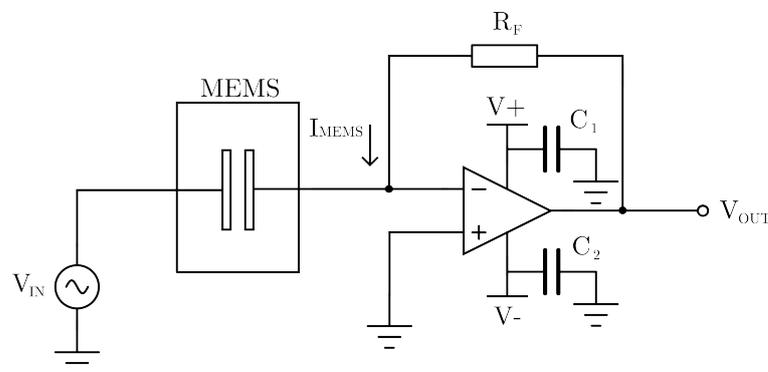


**Figura 37:** Partes que componen al TiA

- **TiA:**

Se parte con el circuito de la figura 38, el cual está caracterizado por la ecuación 40:

$$V_{OUT} = -R_F I_{MEMS} \tag{40}$$



**Figura 38:** Amplificador de transimpedancia básico

En los casos donde se requiera una resistencia de realimentación ( $R_F$ ) muy elevada o se utilice un dispositivo con alta capacidad parásita (la cual se suma a la capacidad intrínseca del amplificador operacional, al zócalo del micro-resonador y a las pistas del circuito), el circuito mostrado en la figura 38 puede volverse inestable. Esto ocurre debido a la aparición de un polo asociado a la interacción entre la capacidad parásita total ( $C_S$ ) y la resistencia de realimentación, a una frecuencia  $f_P$  (véase la explicación en la sección 5.2.5). A partir de este análisis, se procederá a reemplazar en las fórmulas obtenidas los valores numéricos concretos para lograr el funcionamiento deseado.

Para eso se parte de la ecuación 29, en ella tenemos 3 variables:

- $C_S$ : Es la capacidad parasita total del circuito sumada a la del dispositivo, este valor no se pudo medir, pero se realizó un estimativo de que podía llegar a ser  $C_S = 100pF$  (valor con cierta holgura).
- $R_F$ : Este se dejó por definir hasta llegado el circuito para poder realizar unas pruebas, y se terminó eligiendo por disponibilidad y buenos resultados una  $R_F = 1.5k\Omega$ . Es por ese motivo que tanto para  $R_F$  como  $C_F$  se eligió un encapsulado 0805, para facilitar su cambio.
- $G_{BW}$ : Según la hoja de datos del LMP7721, el valor es de  $G_{BW} = 17MHz$ .

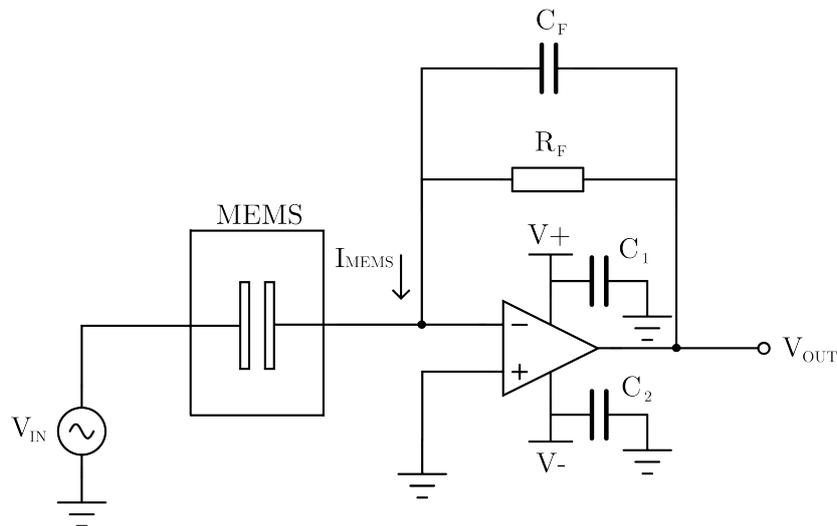
Reemplazando estos valores:

$$C_F \geq \sqrt{\frac{(100pF)}{(1.5k\Omega) \cdot (17MHz)}} \rightarrow C_F \geq 62.72pF \quad (41)$$

Para elegir se tuvieron dos factores en mente, disponibilidad en el laboratorio y prestaciones, como en nuestro caso nosotros requeríamos 100 kHz de ancho de banda, se decidió elegir una  $C_F = 1nF$ , la cual da:

$$f_z = \frac{1}{2\pi R_F C_F} \approx 106kHz \quad (42)$$

No es conveniente contar con un margen excesivo en el ancho de banda, ya que mantener un valor muy por encima del necesario puede introducir ruido no deseado proveniente de frecuencias fuera del rango de operación.



**Figura 39:** TiA con capacitor de compensación

El circuito de la figura 39, sería funcional para señales del orden de los mA o incluso  $\mu A$ , pero cuando se empieza a trabajar por debajo de esos órdenes es necesario agregar un guard trace y un guard buffer, como se explicó en la sección 5.2.3. A la salida del buffer se colocará un filtro pasabajos para limitar el ancho de banda del buffer; es necesario esto porque si no

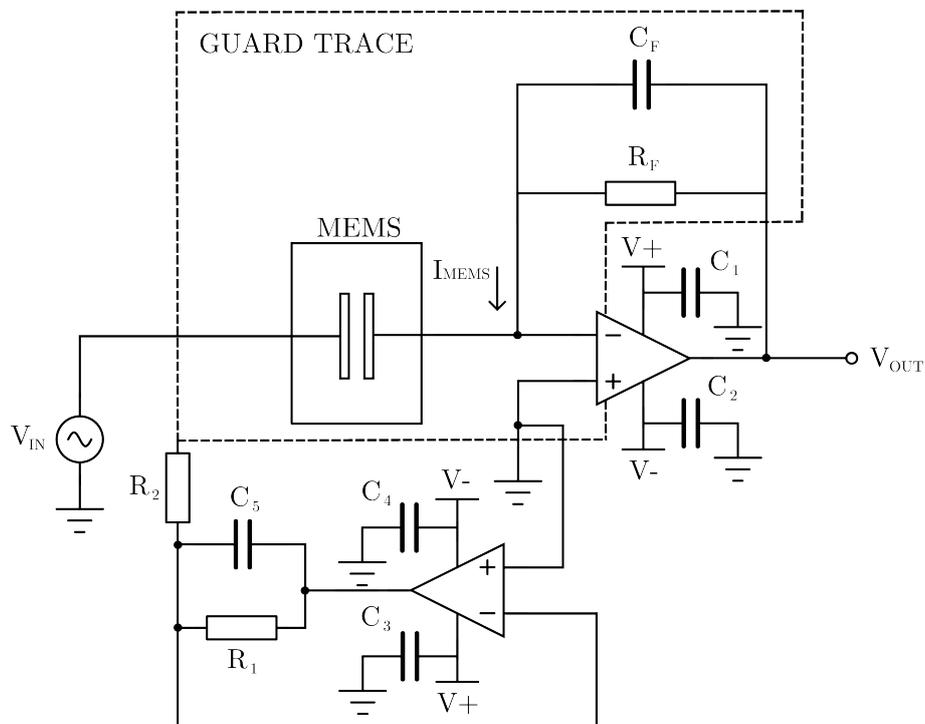
se puede introducir una inestabilidad, a altas frecuencias, sobre todo el sistema. Esto ocurre porque si llega a existir un pico a la salida de buffer, la ganancia puede ser superior a uno y transformarse en una realimentación positiva.

Para evitar esto, se decidió elegir un valor de frecuencia de corte de  $160kHz$  gracias a que cumple con la función de filtrar el ruido de alta frecuencia y, a su vez, mantiene un margen de ancho de banda para no afectar el funcionamiento del TiA. Con este valor, ya definido y sabiendo que se va a utilizar un capacitor de  $1nF$ , se procede a despejar

$$f = \frac{1}{2\pi R_1 C_5} \rightarrow R_1 = \frac{1}{2\pi f C_5} \tag{43}$$

$$R_1 = \frac{1}{2\pi(160kHz)(1nF)} = 994.71\Omega \approx 1k\Omega \tag{44}$$

Y a la salida se coloca una resistencia  $R_2 = 100\Omega$ , para prevenir picos en la salida del **guard buffer** debido a la carga capacitiva y para proporcionar protección contra cortocircuitos.

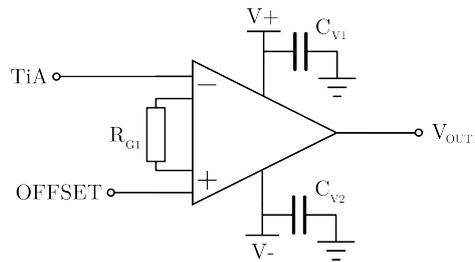


**Figura 40:** Amplificador de transimpedancia completo

▪ **Amplificador de señal:**

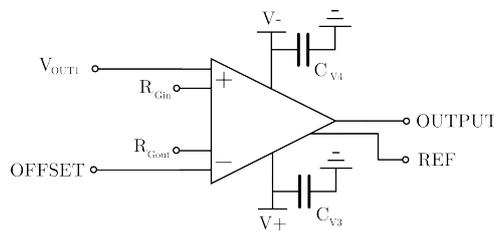
Esta etapa sirve para amplificar aún más la señal de voltaje proveniente del TiA. Se puede dividir a su vez en dos bloques:

**Bloque 1:** Tiene la finalidad de invertir la señal y, en principio, se establecerá su ganancia a 1, pero puede ser modificada únicamente cambiando el valor de la resistencia  $R_{G1}$ . Notar que se corrigió el offset como se explica más adelante en la subsección de **Corrección de Offset**.



**Figura 41:** Bloque 1: Primer etapa de la amplificación de la señal pos-TiA

**Bloque 2:** El segundo bloque, con el amplificador de instrumentación de la figura 42 tiene dos finalidades:



**Figura 42:** Bloque 2: Segunda etapa de la amplificación de la señal pos-TiA

1. Amplificar la señal proveniente del bloque anterior, dando como resultado la siguiente ganancia  $G_{B2}$

$$G_{B2} = G_{TiA} * G_{B1} * G, \quad (45)$$

Pero, a partir de la ecuación (1) del *Datasheet INA821*<sup>12</sup>, se puede reescribir esta ecuación como

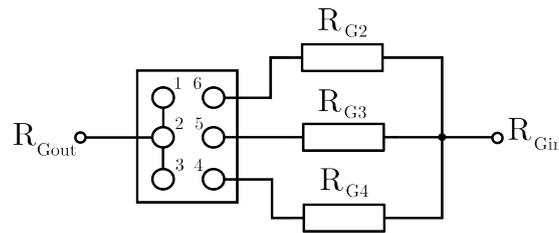
$$G_{B2} = G_{TiA} * \left(1 + \frac{49.4k\Omega}{R_{G1}}\right) * \left(1 + \frac{49.4k\Omega}{R_G}\right), \quad (46)$$

y, reemplazando por los valores de Ganancia,  $G_{TiA} = 1500$  (debida a la resistencia de la realimentación del TiA  $R_F = 1.5k\Omega$ ) y a que  $R_{G1} = 499\Omega$  da

$$G_{B2} = 150000 * \left(1 + \frac{49.4k\Omega}{R_G}\right). \quad (47)$$

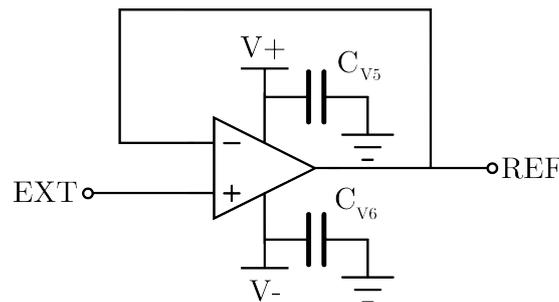
Con este resultado, y considerando que esta etapa permite seleccionar la ganancia deseada colocando un puente en el valor de resistencia  $R_G$  que se desee (como se observa en la figura 43), se eligieron las siguientes ganancias:

- $G_{B2} = 1.5 \cdot 10^5$  se dejaron los PADs vacíos, es decir, sin soldar ninguna resistencia.
- $G_{B2} = 1.5 \cdot 10^6$  empleando una  $R_{G3} = 5.49k\Omega$ .
- $G_{B2} = 1.5 \cdot 10^7$  empleando una  $R_{G2} = 499\Omega$ .



**Figura 43:** Header que funciona como selector de ganancia

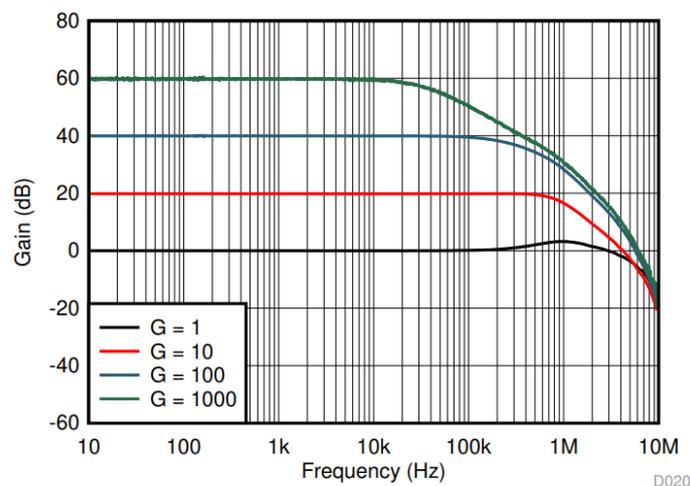
2. Inyectar, con una fuente externa, el valor de continua que se le desea añadir a la señal, una función útil para algunos tipos de experimentos. El pin REF del INA821 tiene una resistencia en serie de  $10k\Omega$ , por lo que la impedancia de la fuente que se coloque debe ser baja, ya que sino se puede desbalancear el conjunto de resistencias que tiene internamente y degradar el CMRR (*common-mode rejection ratio*). Para evitar este problema, la tensión externa (EXT) entra al buffer de la figura 44, ya que un amplificador operacional tiene baja impedancia de salida. Aquí se utilizó el OPA191, debido a los mismos niveles de alimentación, y era recomendado por el fabricante para esta labor.



**Figura 44:** Buffer utilizado para introducir una referencia externa

Ambos bloques utilizan el mismo amplificador de instrumentación, el INA821. Se eligió este integrado porque posee las siguientes características, que lo hacen ideal para nuestra aplicación:

1. **Low power:** Las tensiones de alimentación que se utilizan es de  $\pm 2.5V$ , ya que se diseñó para trabajar con una batería de 9V y un LDO de ese voltaje.
2. **Bajo ruido (generado internamente):** El componente cuenta con un valor nominal de ruido en la etapa de entrada de  $7nV/\sqrt{Hz}$ , y en la etapa de salida, de  $65nV/\sqrt{Hz}$  (ambos obtenidos a una frecuencia de 1 kHz).
3. **Gran ancho de banda:** Necesitamos al menos 100 kHz, y se puede observar a través del gráfico 45 y empleando el *datasheet* que se puede llegar a tener una ganancia de  $G = 100$  hasta una frecuencia de 290 kHz.



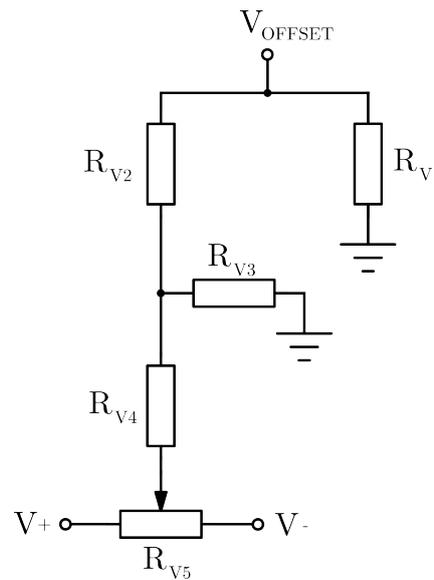
**Figura 45:** Curva de ganancia en función de la frecuencia para un INA821. (*INA821 - Datasheet*)

4. **Low offset:** Posee 35  $\mu\text{V}$  máximo de *offset*, es importante mantener un *offset* relativamente bajo ya que, como se explicó en la sección de micro-resonador, estos son sensibles a los niveles de tensión continua. De todas formas, en la siguiente subsección se explica, como minimizar aun mas el *offset*.

#### **Corrección del offset :**

Como se explicó en la Sección 5.2.7, una fuente de error en las mediciones es la tensión de *offset* generada por los componentes internos de los amplificadores operacionales. Para minimizar este efecto, se implementaron dos estrategias clave:

1. Selección de componentes de precisión (OPAMP e INA) con valores intrínsecos de *offset* muy bajos, logrados mediante técnicas como *láser-zapping*.
2. Implementación de un circuito de ajuste de rango reducido (Fig. 46), que introduce una tensión de compensación para corregir el *offset* residual.



**Figura 46:** Circuito de corrección activa del *offset*.

En particular, los INA821 presentaban un *offset* mínimo de  $35 \mu\text{V}$ . Para compensarlo, se diseñó una red de resistencias con un *preset* alimentado entre  $V_+ = +2.5 \text{ V}$  y  $V_- = -2.5 \text{ V}$ , permitiendo inyectar tensiones de compensación en el rango de  $\pm 50 \mu\text{V}$ . Los valores específicos se detallan en el esquemático **Apéndice D - amplificador de señal**.

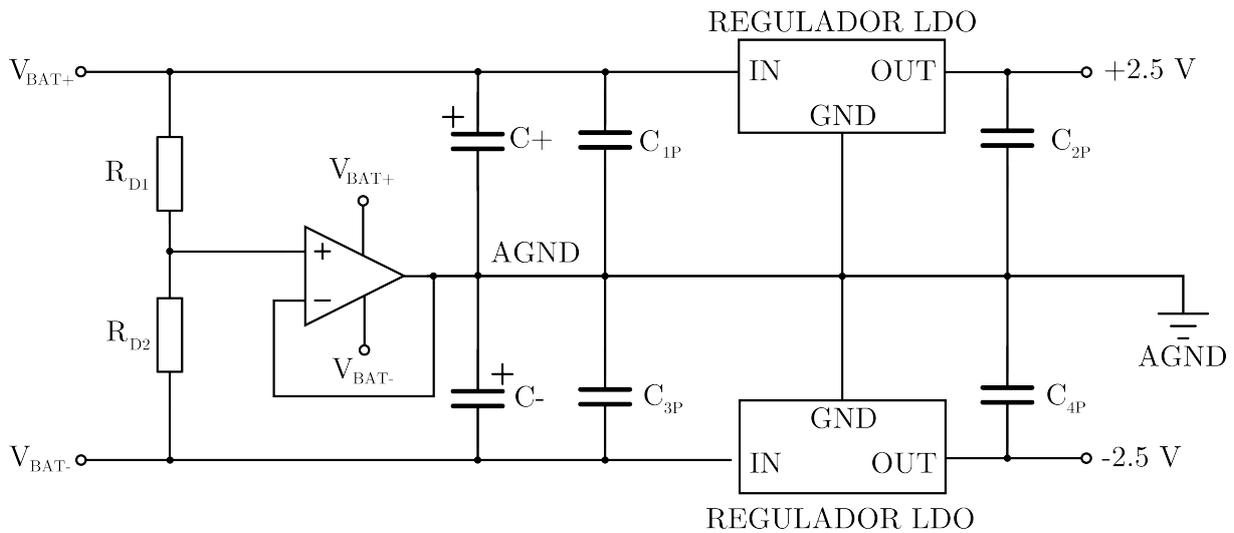
▪ **Power:**

La forma de alimentación estuvo principalmente limitada por su fuente, que sería una batería, y por el espacio disponible en la placa.

• **Limitación 1:**

La señal de partida es una onda sinusoidal que puede tomar valores tanto positivos como negativos. Para evitar la saturación en la salida de los amplificadores, estos deberían contar con una alimentación dual. Sin embargo, esto elimina una referencia de tierra definida. En estos casos, se utiliza el concepto de tierra virtual, estableciendo la referencia en la mitad exacta entre los dos valores de alimentación, logrando así un rango de excursión simétrico.

Para conseguir esto lo ideal hubiese sido que las resistencias sean exactamente iguales, existen integrados como el **RES60A-Q1**, que ya traen resistencias emparejadas (con un  $\pm 0.1 \%$  de tolerancia). Como no había disponibilidad de este tipo de resistencias en la LCSC (esta es una empresa que vende componentes y está asociada con JLCPCB, siendo esta última con la que se fabricó el PCB y ensamblaron los componentes), se decidió optar por resistencias SMD, de un gran valor de resistencias para minimizar la caída de tensión, y utilizando capacitores grandes (electrolíticos de  $10 \mu\text{F}$ ) para filtrar posibles fluctuaciones en la batería. El resultado (**ver figura 47**) se pasó por un buffer para evitar que una carga cambie el valor de la referencia. Se seleccionó el OPA191 debido a su capacidad para suministrar una corriente considerable (**65 mA**) y tiene bajos niveles de tensión de alimentación.



**Figura 47:** Circuito de tierra virtual, para obtener una referencia central a una batería de 9V

Se eligió  $\pm 2.5V$  como tensión de alimentación debido a que las baterías de 9 V tienen un rango de voltaje real de entre 7.2 V a 9.6 V, dividiendo por dos da 3.6 V a 4.8 V, lo que deja que en cualquier valor de este rango, podrá entregar los 2.5 V, y la existencia de integrados capaces de funcionar con este valor.

• **Limitación 2:**

La segunda limitación fue el espacio y el poco ruido que debía introducir, por este motivo se descartó el uso de reguladores DC-DC switching, ya que necesitaban gran cantidad de componentes externos e introducían bastante ruido. En contraposición, y como se explicó en la sección 5.2.9, los LDO son una gran alternativa.

**Fabricación**

Debido a la alta densidad de componentes en el circuito, así como a las dimensiones reducidas tanto del diseño como de las pistas, se optó por realizar el diseño de la PCB y enviar los archivos Gerber a una empresa especializada para su fabricación. Se seleccionó la empresa JLCPCB, que cuenta con la ventaja adicional de estar asociada a la tienda LCSC. Esta integración permitió adquirir los componentes necesarios y delegar el ensamblaje directamente a la empresa; lograron una reducción significativa en los costos y una mejora en la calidad de la soldadura de los componentes, en comparación con un ensamblaje manual. Aunque como se mencionó, anteriormente, se filtraron los componentes que no estuvieran en dicha tienda, para evitar contratiempos y sobrecostos.

Un aspecto clave en el diseño de la PCB es la implementación del guard trace. Todas las pistas de entrada y los componentes sensibles relacionados con la retroalimentación se encuentran dentro del perímetro delimitado por el guard trace. Además, se eliminó la solder mask en esta área para minimizar la acumulación de carga en la superficie, debido a que esta puede contribuir a que se formen capacidades parásitas (Es una buena práctica, en RF y pequeña señal). En la Figura 48 se presenta el diseño final del guard trace, destacando su disposición en la PCB.

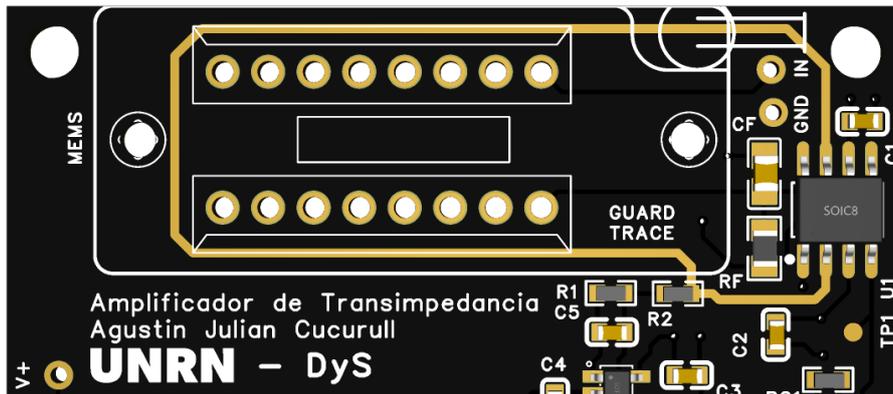
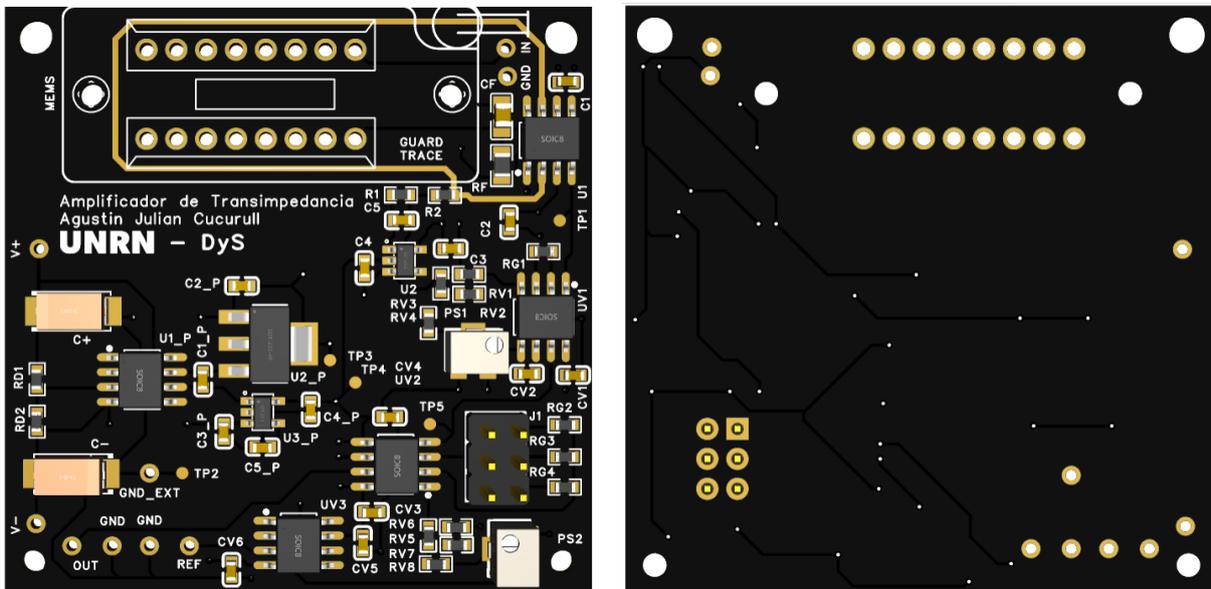


Figura 48: Guard trace implementado para proteger el ZIF

Y en las figura 49, se observa como es el resultado final de la PCB, en ambos lados.



(a) Cara superior del amplificador

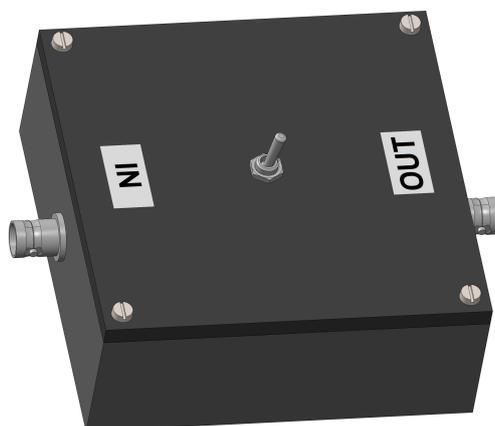
(b) Cara inferior del amplificador

Figura 49: Ambas caras del amplificador de transimpedancia - sin el ZIF

Lo primero que se hizo, recibida la placa, fue soldarle los componentes que no habían sido insertados por la *pick and place*, los cuales eran el zócalo ZIF y el *header* J1 que se utilizarían para seleccionar la resistencia  $R_G$  del bloque II.

El siguiente paso fue soldarle todos los cables, y un interruptor en el positivo de la alimentación. Esto se hizo ya que si se conectaba directamente a la batería de 9 V lo que podría ocurrir es que, en el momento en el que se está colocando la batería, pueden generar cambios rápidos en la tensión de alimentación, lo que puede dañar los componentes. Por eso es mejor que el suministro se dé homogéneamente con un interruptor. En la figura 50, se muestra cómo quedó la caja con la que se hicieron las pruebas, del cual se indica su conexionado a través del diagrama de interconexión que en el anexo 13.2.

Es importante aclarar que esta caja se hizo solo para poder probar que el circuito cumpliera su función. Se hizo de esta manera debido a que la cámara de vacío aún no tenía las modificaciones necesarias para poder ingresar y egresar las señales, a través de BNC.



**Figura 50:** Modelo 3D del TiA utilizado unicamente para probar el circuito

## 7 Mediciones y Resultados

El objetivo principal de este proyecto final integrador fue lograr mantener a un micro-resonador en un lazo cerrado autosostenido, para su uso como sensor de masa. Para alcanzar esta meta, se establecieron las siguientes submetas:

1. Diseñar e implementar los circuitos necesarios, para luego realizar su caracterización.
2. Probar y optimizar el sistema completo utilizando un Tuning Fork, un cristal piezoeléctrico que oscila a una frecuencia de 32.7 kHz, comúnmente empleado como referencia de tiempo en relojes digitales y sistemas electrónicos de precisión.
3. Probar y caracterizar el sistema completo con el micro-resonador, dejándolo a punto para un futuro proceso de evaporación.

En esta sección, se detallarán los montajes experimentales utilizados, así como los resultados y mediciones obtenidos. Comenzaremos describiendo los instrumentos empleados en el proceso:

### 7.1 Explicación de instrumentos y sus aplicaciones

A continuación, se listan los diferentes instrumentos que se utilizaron en el transcurso de este proyecto, agregando una breve descripción del uso que se les dio.

- **Frecuencímetro:** Este instrumento permite medir la frecuencia o el período con mayor precisión que un amplificador *lock-in* o un osciloscopio. Entre algunas de sus ventajas también suelen contar con herramientas de cálculos para determinar valores como la desviación estándar o de Allan, y que permiten ser programados de manera externa, para obtener, por ejemplo un array de frecuencias. Otra funcionalidad interesante es la de permitir apreciar diferencias entre los canales A y B. Para este proyecto se utilizó el **Agilent FCA-3000**.
- **Generador de funciones arbitrarias:** El mismo se utilizó para generar señales sinusoidales con la frecuencia de resonancia, tanto del micro-resonador como del *Tuning Fork*, para utilizarlo como referencia en el lazo abierto. En particular, se utilizó el **Tektronix AFG-3102**.
- **Low noise voltage preamplifier:** En este lo utilizamos con 3 funcionalidades distintas, como buffer, como amplificador y como filtro pasabanda. Utilizamos el **AMETEK 5113**.
- **Low Noise Current Preamplifier:** Este es un amplificador de corriente, que a su vez tiene la posibilidad de realizar una conversión de corriente a voltaje. En particular, se utilizó esta última característica, para convertir las señales del micro-resonador y del Tuning Fork a voltaje. En nuestro caso, tuvimos el **Stanford Research SR-570**.
- **Amplificador Lock-in:** Este instrumento permite medir señales muy débiles, utilizando una referencia, con frecuencia y fase similares, para multiplicarla para la señal objetivo y así conseguir aislarla del ruido. Otra funcionalidad que nos resultó útil fue su PLL interno para poder corregir los pequeños cambios de fase. Se empleó el **Stanford Research SR-830**.

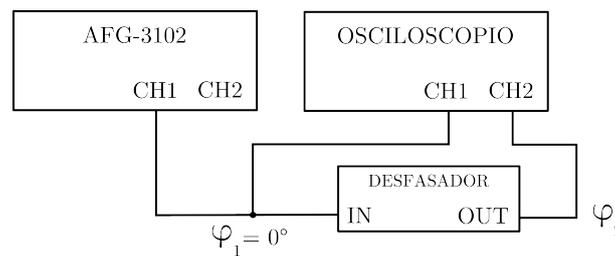
## 7.2 Caracterización de los circuitos

En esta segunda sección, se explicará cómo fue la caracterización de los circuitos para comprobar su correcto funcionamiento, antes de ser utilizados en un *setup* más complejo.

### 7.2.1. Desfasador

#### Caracterización 1

Una vez completado todo el diseño y fabricación del desfasador, se armó el *setup* de la figura 51.



**Figura 51:** Primer esquema utilizado para caracterizar al desfasador

La finalidad de esta sección es verificar que el comportamiento del desfasador coincida con lo previsto por la teoría. Para ello, el procedimiento fue el mismo para ambos filtros, ver la frecuencia de corte en ambos extremos de los potenciómetros, calcular cuál debería ser el resultado del desfase y medir el mismo con un osciloscopio. Es importante recordar que la frecuencia de corte es igual para ambos filtros, siendo esta la que se obtiene mediante la ecuación 48.

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (48)$$

Cabe añadir que para los extremo de menor resistencia del potenciómetro, se le sumará la resistencia del generador ( $50\Omega$ ), ya que se encuentra en serie.

**Filtro pasabajos:** A partir de la ecuación 48, la cual nos sirve para hallar la fase de un filtro pasabajos:

$$\phi = -2 \cdot \tan^{-1} \left( \frac{f}{f_c} \right) \quad (49)$$

Se desea encontrar los puntos que cortan a las curvas negras y la roja, con la línea azul (ver figura 52) que es la frecuencia que se establece el generador ( $f_{TF} = 32.7kHz$ ). Esos puntos dan:

Para  $R = 2\Omega$ , que sumado a la resistencia da  $R = 52\Omega$ :

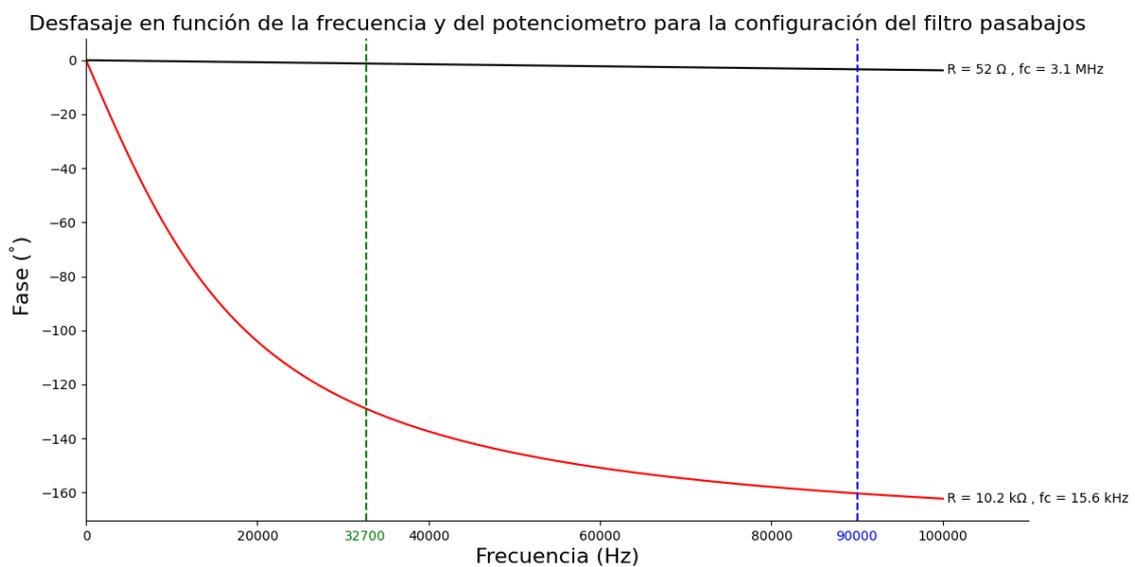
$$f_c = \frac{1}{2\pi(52\Omega)(1nF)} = 3.0MHz \quad (50)$$

$$\phi = -2 \cdot \tan^{-1} \left( \frac{32.7kHz}{3.0MHz} \right) = -1.22^\circ \approx 0^\circ \quad (51)$$

Y para  $R = 10.2k\Omega$ :

$$f_c = \frac{1}{2\pi(10.2k\Omega)(1nF)} = 16.5kHz \quad (52)$$

$$\phi = -2 \cdot \tan^{-1} \left( \frac{32.7kHz}{16.5kHz} \right) = -129^\circ \quad (53)$$



**Figura 52:** Valores esperados del desfase en la configuración del filtro pasa-bajos. Se incluyen líneas verticales en azul que indican la frecuencia de resonancia del Tuning Fork (aproximadamente 32.7 kHz) y del resonador MEMS (aproximadamente 90 kHz)

Con esos valores ya obtenidos, se armó el circuito como se muestra en la figura 51. Se fijó la frecuencia del generador en 32.7 kHz y se rotó el potenciómetro hacia el punto con menor resistencia, y después hacia el otro. En ambos casos se midieron las señales de entrada y salida para ver cuánto se desfasaban. Ese desfase se midió usando una función del propio equipo y, para estar más seguros, también se calculó a partir de la diferencia de tiempo entre ambas señales ( $\Delta t$ ).

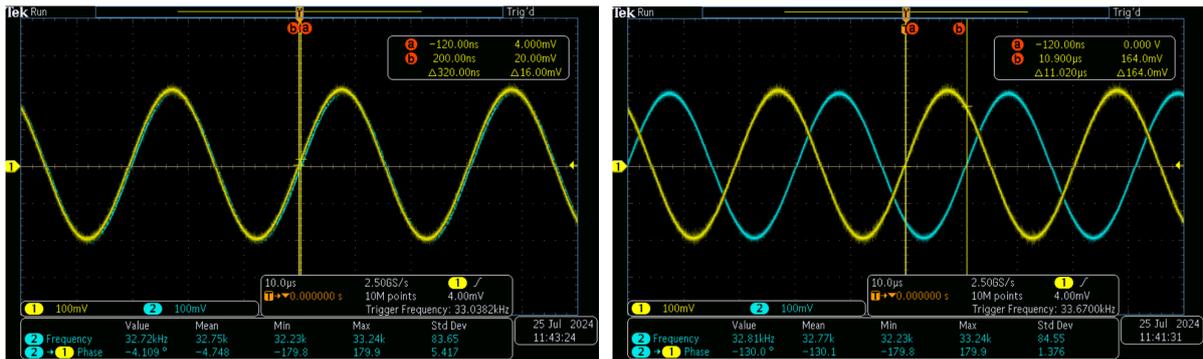
$$\Delta\phi = (360^\circ) \cdot f_{TF} \cdot \Delta t \quad (54)$$

Los resultados se observan a continuación:

Resistencia ( $\Omega$ )	Valor de esperado ( $^\circ$ )	Valor del osciloscopio ( $^\circ$ )	Valor calculado ( $^\circ$ )
52	-1.2	-4	$\approx -1.2$
10.4 k	-129	-129	$\approx -129.7$

**Tabla 4:** Comparación de desfases medidos y calculados

Ambos desfases se observan en la figura 53:



**Figura 53:** Comparación de la salida del filtro pasa altos, para 52 $\Omega$  (izquierda) y para 10.2k $\Omega$  (derecha)

**Filtro pasaalto:** A continuación, se repite el mismo procedimiento, esta vez aplicado al filtro pasaalto. Para ello, se parte de la ecuación 55.

$$\phi = 2 \cdot \tan^{-1} \left( \frac{f_c}{f} \right) \tag{55}$$

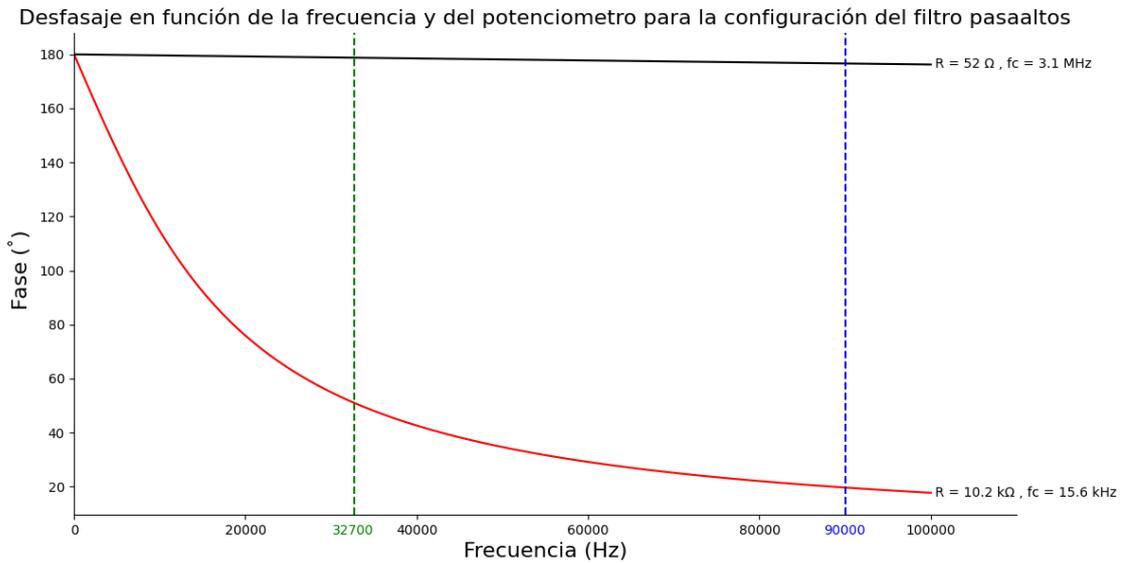
Las frecuencias de corte se mantienen para ambos extremos del potenciómetro, pero cambia la fase esperada:

Para  $R = 2\Omega$ , que sumado a la resistencia da  $R = 52\Omega$ :

$$\phi = 2 \cdot \tan^{-1} \left( \frac{3.0MHz}{32.7kHz} \right) = 179.95^\circ \tag{56}$$

Y para  $R = 10.2k\Omega$ :

$$\phi = 2 \cdot \tan^{-1} \left( \frac{16.5kHz}{32.7kHz} \right) = 50.9^\circ \tag{57}$$

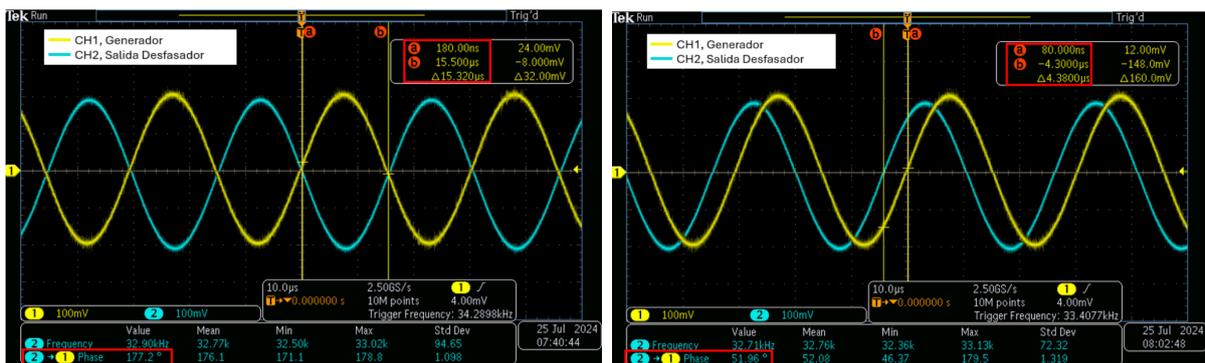


**Figura 54:** Valores esperados del desfase en la configuración del filtro pasa-alto. Se incluyen líneas verticales en azul que indican la frecuencia de resonancia del Tuning Fork (aproximadamente 32.7 kHz) y del resonador MEMS (aproximadamente 90 kHz)

Ahora sí repetimos el procedimiento de medición y el del cálculo, obtenemos los valores de la tabla 5, los cuales también coinciden con los valores esperados.

Resistencia ( $\Omega$ )	Valor esperado ( $^\circ$ )	Valor del osciloscopio ( $^\circ$ )	Valor calculado ( $^\circ$ )
52 $\Omega$	178.8	177.2	$\approx 178.7$
10.2 k $\Omega$	50.9	51.66	$\approx 52$

**Tabla 5:** Comparación de desfases medidos y calculados



(a) Respuesta con carga de 52 $\Omega$

(b) Respuesta con carga de 10.2k $\Omega$

**Figura 55:** Desfase entre la entrada y la salida para el potenciómetro en 2 $\Omega$  (izquierda) y para 10.4k $\Omega$  (derecha)

Con esto podemos concluir que el desfase funciona según lo planeado.

## Caracterización 2

También empleando el setup de la figura 51, se preparó la Tabla 6 para analizar la variación del desfase en función de la frecuencia. Se evaluaron las dos posiciones del interruptor (es decir, seleccionando entre el filtro pasabajos y el pasaaltos) y ambos extremos del potenciómetro. Este estudio permite determinar los desfases máximos aplicables a cada frecuencia de trabajo.

Frecuencia [kHz]	Filtro pasabajos tope inferior [°]	Filtro pasabajos tope superior [°]	Filtro pasaaltos tope inferior [°]	Filtro pasaaltos tope superior [°]
30	3.5	-126	184	48
40	5.2	-149	186	42
50	6.8	-151	187	32
60	8.2	-158	188	25
70	9.7	-164	190	19
80	10.6	-168	192	14
90	10.6	-169	192	14
100	12.5	-172	194	11

**Tabla 6:** Parámetros de los filtros

### 7.2.2. Amplificador de transimpedancia

En esta sección se van a detallar las pruebas y mediciones que se hicieron con el TiA.

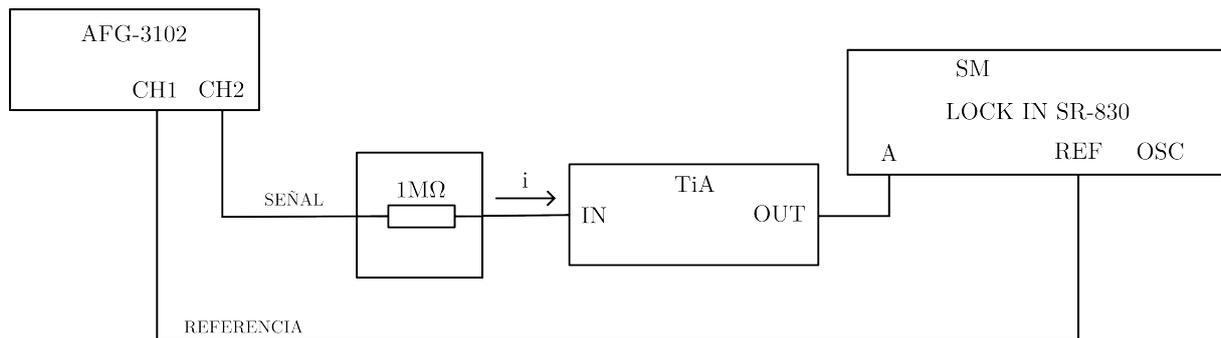
La primera medición que se realizó fue comprobar que la parte de potencia esté funcionando correctamente. Para ello, se comprobaron dos cosas:

- Que entre el TP2 (GND) y el TP3 (+2.5V), hubieran **+2.5V**.
- Que entre el TP2 (GND) y el TP4 (-2.5V), hubieran **-2.5V**.

Ambas mediciones dieron los valores esperados, por lo que se puede asumir que los reguladores estaban funcionando correctamente y, por otro lado, que el empleo del divisor resistivo con el buffer, para generar la tierra virtual, está bien diseñado.

Una vez finalizada esta primera medición, ya se puede asumir que el resto de componentes debería estar bien alimentado, por lo que se procedió a inyectar una señal de entrada.

El siguiente paso consistió dejar la entrada a un potencial nulo (0V) y medir la tensión de salida. Para ello, se montó el circuito según la configuración mostrada en la Figura 56. En un sistema ideal, la salida también debería ser de 0V; sin embargo, en la práctica, debido a la tensión de offset, se obtuvo un valor distinto de cero. Para poder minimizar la señal producida por el offset, se ajustaron los *presets* **PS1** y **PS2** (ajustan la tensión de offset de los amplificadores de instrumentación del bloque I y II, respectivamente), asegurando que la tensión de offset resultante a la salida de la cadena sea la menor posible.

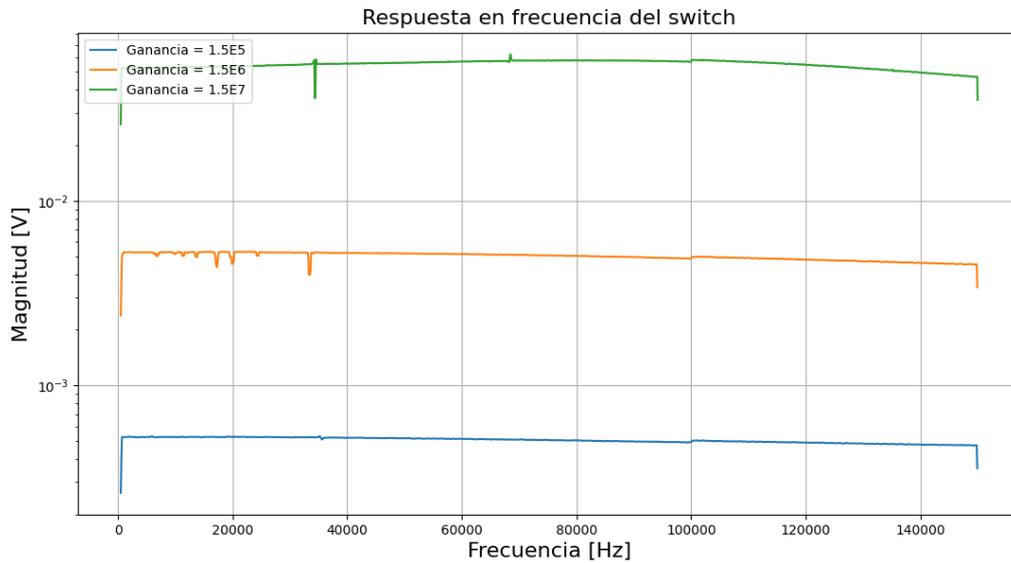


**Figura 56:** Primer esquema utilizado para caracterizar el BW del TiA

Una vez minimizado el offset, y dado que el objetivo era caracterizar de manera precisa el TiA en un rango de corrientes y frecuencias, se decidió utilizar un generador de funciones, conectando a su salida una resistencia de  $1M\Omega$ . Con esto se lograban dos cosas:

1. Obtener la ganancia real de cada configuración seleccionable, conociendo el valor aproximado de corriente inyectada a partir de la tensión del generador y el valor de la resistencia.
2. Variar la frecuencia de la señal del generador para comprobar la respuesta en frecuencia del TiA, permitiendo así estimar el ancho de banda para cada ganancia seleccionada.

Para analizar la respuesta en frecuencia del TiA, se inyectó una corriente fija de  $10nA_{pp} \approx 3.53nA_{RMS}$  para cada ganancia seleccionable y, simultáneamente, se iba variando la frecuencia desde el generador de funciones. La medición de la magnitud se llevó a cabo utilizando un amplificador *lock-in*, en un setup que se muestra en la figura 56. El objetivo principal era verificar el ancho de banda del circuito dentro del rango de diseño, que era de  $100kHz$ . Sin embargo, dado que el lock-in permitía mediciones hasta  $150kHz$ , se decidió extender el barrido hasta este valor. Los resultados obtenidos se presentan en la figura 57.



**Figura 57:** Respuesta en frecuencia realizado al amplificador de transimpedancia para distintas ganancias.

Y con los mismos datos, se puede obtener la ganancia real, ya que se puede tomar el promedio de los valores de tensión hasta los 100 kHz (valor para el que fue diseñado), y dividiendo por la corriente se obtiene que:

- Para una ganancia seleccionada de  $G = 1.5 \cdot 10^5 V/A$ , el valor real de ganancia es de  $G_R = 1.45 \cdot 10^5 V/A$ .
- Para una ganancia seleccionada de  $G = 1.5 \cdot 10^6 V/A$ , el valor real de ganancia es de  $G_R = 1.45 \cdot 10^6 V/A$ .
- Para una ganancia seleccionada de  $G = 1.5 \cdot 10^7 V/A$ , el valor real de ganancia es de  $G_R = 1.57 \cdot 10^7 V/A$ .

Antes de detallar las pruebas realizadas al circuito TiA con el TF y el micro-resonador, haremos una breve pausa para contextualizar, ya que este fue el último circuito desarrollado en el trabajo. Durante la mayor parte de las pruebas, utilizamos el amplificador de corriente y transimpedancia SR570, dado que el TiA aún no había llegado. Para mantener una estructura más clara y coherente, explicaremos este apartado después de las secciones dedicadas al TF y el micro-resonador.

## 7.3 Tuning Fork

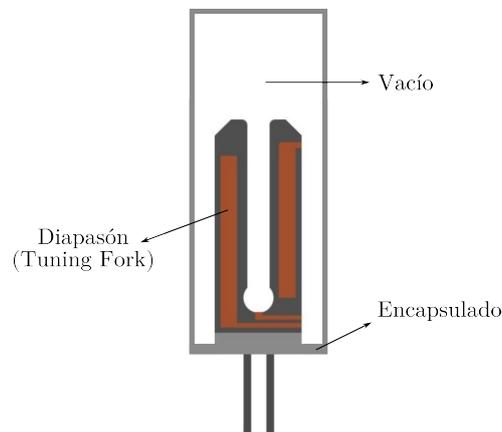
### 7.3.1. Porque utilizar un Tuning Fork

Una pregunta que puede surgir es: ¿por qué se utilizó un tuning fork de cuarzo para preparar el setup en lugar del micro-resonador? La razón principal es que el uso de un cristal de cuarzo presenta varias ventajas frente al micro-resonador:

1. **Vacío:** Un micro-resonador como se explicó en la sección 5.1, debe permanecer en un ambiente con un buen nivel de vacío para operar correctamente, esto tiene varias implicancias:

- Se debe utilizar un bomba de vacío, las cuales primero es que para poder ser utilizadas requieren un cierto periodo de tiempo desde que se rompió el vacío para poder llegar al valor deseado.
- Se recomienda no mantenerla prendida por largos periodos de tiempo para evitar se descomponga.
- Además cualquier modificación que se desee hacer, se debe romper el vacío, abrir la cámara y volver a hacer vacío.

En contraposición el Tuning Fork, como se observa en la figura 58, ya está dentro de una capsula con su propio vacío.



**Figura 58:** Tuning Fork

2. **Costo y disponibilidad:** El costo es mucho menor que el de un TF que de un micro-resonador, además de que hay un número limitado de micro-resonadores en la sala limpia para utilizar y para volver a adquirir se deben volver a fabricar en el exterior.
3. **Practicidad:** Los Tuning Fork al comprarlos ya se pueden utilizar, mientras que un micro-resonador tiene todo un proceso para poder iniciar a utilizarlo.
4. **Equivalencia:** Se pueden utilizar este cristal de cuarzo porque su circuito equivalente es similar, ver Figura 59.

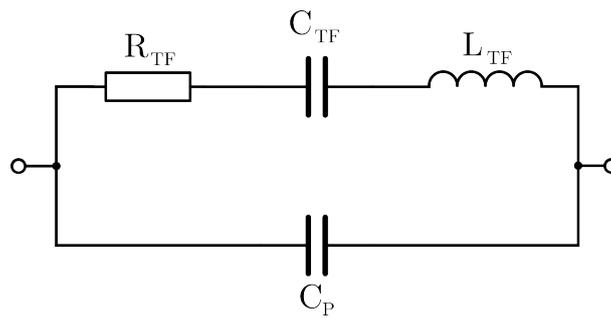


Figura 59: Circuito equivalente del TF

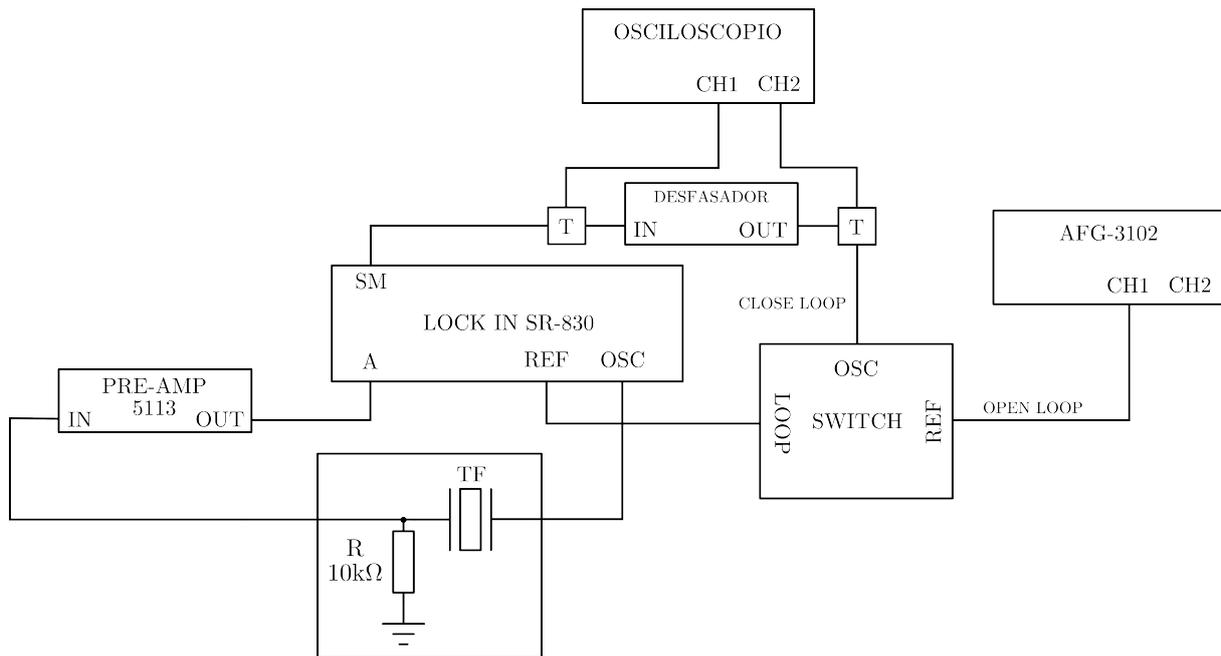
### 7.3.2. Mediciones

El *Tuning Fork*, gracias a los beneficios antes explicados, se utilizó para probar el *setup*, es decir, la configuración de los instrumentos, los códigos en python y los circuitos, en especial el desfasador.

Algo a tener en cuenta es que el Tuning Fork tenía una frecuencia de resonancia  $f_{TF} = 32.7kHz$  (teórica) frente a los  $f_{MEMS} = 82.5kHz$  (teórica para  $V_{DC} = 0V$ ), aun así fue útil porque estaba dentro del rango de frecuencias en las que se planeaba trabajar.

Para poder probar al TF, tanto en lazo abierto como cerrado, se armó el *setup* que se observa en la figura 60. El mismo está constituido por:

1. El TF con una resistencia de *shunt*, la cual sirve para cambiar de corriente a tensión de manera simple.
2. Un generador de señales para el barrido y excitar al dispositivo.
3. Un amplificador de tensión, el **PRE-AMP 5113**.
4. El switch para pasar de lazo abierto a cerrado, y viceversa.
5. Un amplificador *lock-in* para adquirir la señal.
6. El desfasador para corregir la fase.
7. Un osciloscopio para visualizar el desfasaje entre señales.



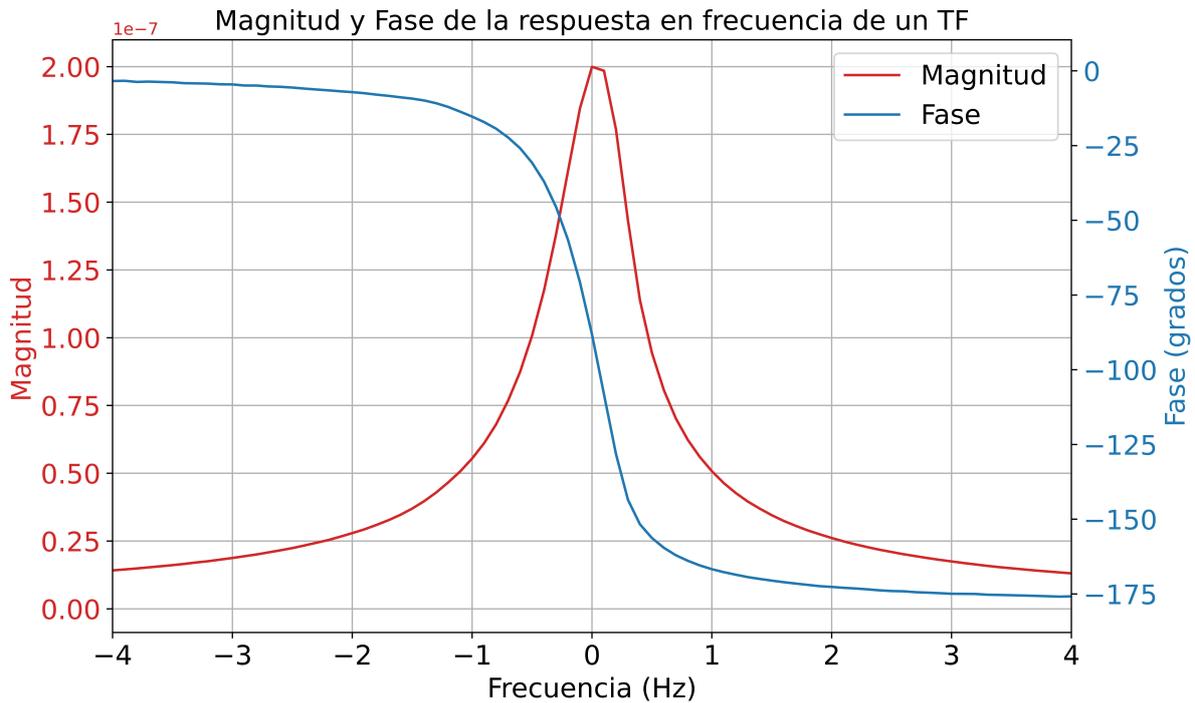
**Figura 60:** Esquema para probar el TF

En la siguiente tabla, se indican como estaban configurados cada uno de los instrumentos, para conseguir el mejor acondicionamiento de la señal.

Instrumento	Parámetro	Valor
PRE-AMP SR 5113	Amplificación	2
	Filtro banda	Pasabanda 10 kHz a 100 kHz
	Pendiente del filtro	6 dB
	Desfasador	Alimentación
AFG3102	Voltage	1.34 V
	Frecuencia	32764Hz
Amplificador Lock-In SR570	Sensibilidad	1 uA/V

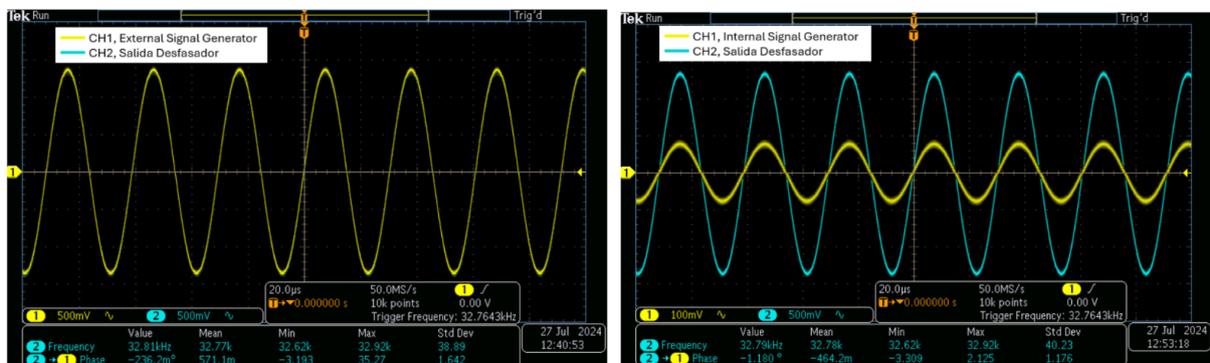
**Tabla 7:** Configuración de los diferentes instrumentos utilizados en el esquema de la figura 60

La primera prueba se realizó manteniendo el interruptor en la posición correspondiente al lazo abierto, en la que la referencia provenía directamente del generador. En esta condición, se efectuó un barrido en frecuencia para obtener la respuesta en magnitud y fase en la resonancia del transductor de frecuencia (TF). El resultado se muestra en la Figura 61.



**Figura 61:** Respuesta en frecuencia (magnitud y fase) del TF en la zona de resonancia.

A continuación, para evaluar el funcionamiento del circuito autosostenido, se procedió a ajustar el desfaseador mientras se monitoreaban las señales en el osciloscopio. En la Figura 62 (imagen izquierda) se observa el proceso de adecuación de las dos señales que luego serían empleadas como referencia externa en la entrada *REF-IN*. Para ello, el interruptor se conmutó de la posición 1 (lazo abierto) a la posición 2 (lazo cerrado). Ambas señales se calibraron de modo que presentaran la misma amplitud y fase, utilizando la misma escala de visualización en el osciloscopio (500 mV/división). La fase de la señal del canal CH2 se reguló mediante el desfaseador, mientras que su amplitud se ajustó variando la excitación del oscilador interno (que alimentaba al resonador, salida SINE OUT del LIA) y/o la ganancia del preamplificador modelo 5113.



**Figura 62:** Ajuste de amplitud y fase de las señales empleadas como referencia externa.

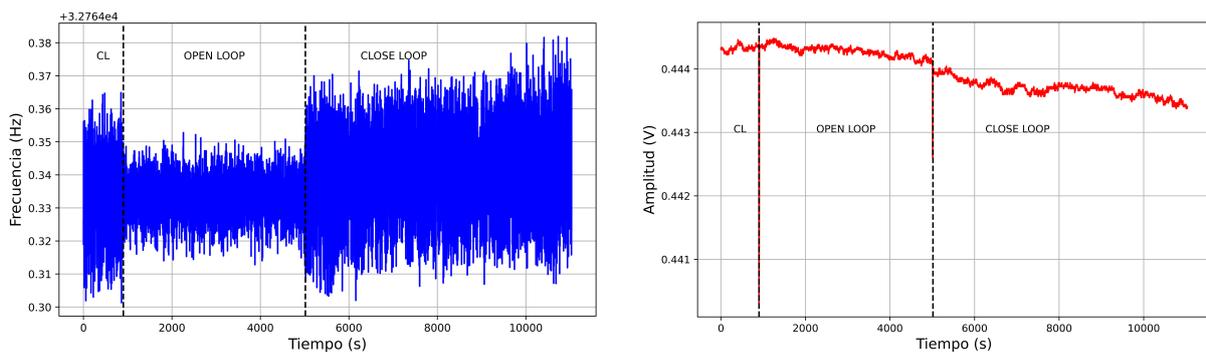
Cabe señalar que la señal de referencia aplicada al amplificador lock-in debía tener una

amplitud mínima de 400 mVac, pudiendo tolerar también amplitudes comparables a una señal TTL. La señal observada en el canal 1 (amarillo) del osciloscopio era controlada por el generador externo. En la configuración de lazo cerrado, esta señal debía coincidir estrictamente con la frecuencia de resonancia del resonador.

La Figura 62 muestra, a la izquierda, la comparación entre la señal proveniente del generador interno del lock-in y la obtenida del desfasador, ambas ajustadas en fase. Garantizar esta condición era esencial para la operación en lazo cerrado, ya que la función principal del PLL interno del lock-in era mantener constante la fase entre *REF-IN* y *SINE OUT*, tal como se explicó en la Sección 5.2.10.

Una vez determinada con precisión la frecuencia de resonancia y minimizado el desfase, se conmutó el sistema a lazo cerrado (interruptor en posición 2) bajo esta configuración.

Finalmente, con el fin de analizar la estabilidad temporal de la frecuencia y la amplitud, se registraron las señales del lock-in alternando entre lazo cerrado, lazo abierto y nuevamente lazo cerrado. Se observó que, aunque la señal en lazo cerrado presentaba mayor ruido en frecuencia, el sistema permaneció en régimen autosostenido, condición indispensable para la aplicación propuesta.

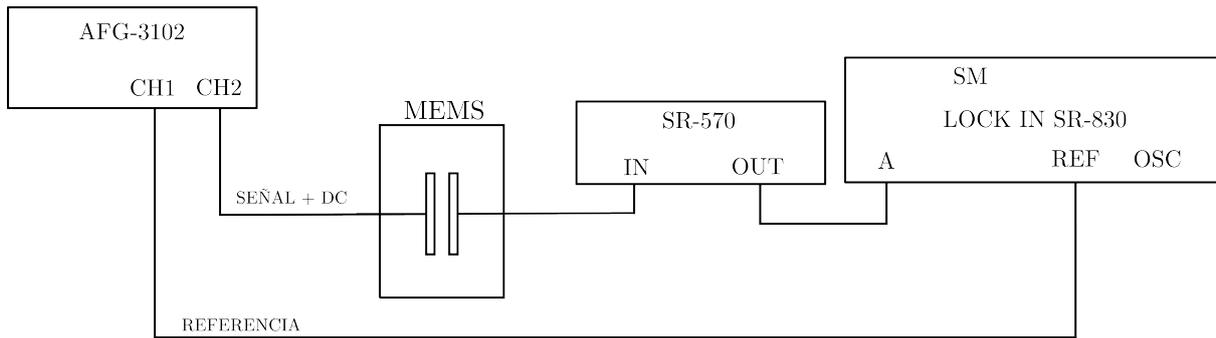


**Figura 63:** Imágenes que muestran como es la variación de frecuencia (izquierda) y de amplitud (derecha) en función del tiempo, para el lazo cerrado y el abierto

## 7.4 Micro-resonador

### 7.4.1. Configuración de instrumentos utilizada

El primer paso para la caracterización de los micro-resonadores, era poder realizar un barrido en frecuencia para poder hallar su frecuencia de resonancia (para un cierto voltaje  $V_{DC}$ ). Con este propósito, se armó el setup de la figura 64, el cual posee un generador de funciones para realizar un barrido en frecuencia al micro-resonador, el SR570 para convertir la corriente de salida en una de tensión, además de amplificar esta señal. Por último, se utiliza un amplificador lock-in para poder medir las componentes de la señal en fase (**X**) y cuadratura (**Y**), proveniente del SR570. Es importante mencionar que, para poder enlazar el amplificador *lock-in*, se le debe inyectar una señal de referencia para ser usada como sincronización. Las configuraciones de los instrumentos, tanto para el setup planteado en la figura 64 como para el de la 65, se indican en la tabla 8.

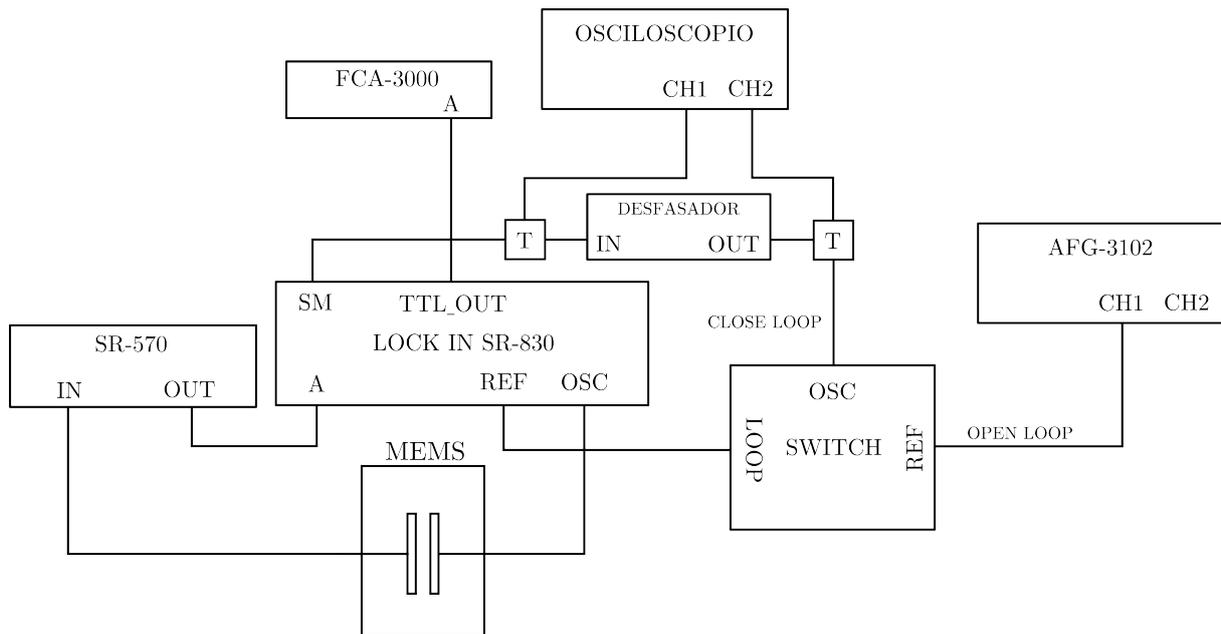


**Figura 64:** Esquema para barrer al micro-resonador a lazo abierto

Instrumento	Parámetro	Valor
PRE-AMP SR 5113	Amplificación	5
	Filtro	Pasabanda
	banda	10 kHz a 100 kHz
	Pendiente del filtro	6 dB
	Acoplamiento	AC
Desfasador	Alimentación	+/- 10 V
AFG3102	Voltage	1.3 V
	Frecuencia	82521 Hz
Amplificador Lock-In SR570	Constante de tiempo	100 ms
	Referencia	sinusoidal
	Canal A	Voltaje
SR570	Amplitud oscilador	4 mVac
	DC bias	ON
	Amplificación	1e-6 A/V

**Tabla 8:** Configuración inicial de los instrumentos para las mediciones del micro-resonador tanto circuito cerrado. A lazo abierto es prácticamente la misma configuración, salvo por que la frecuencia varía para encontrar como es la respuesta en frecuencia

Una vez finalizada la caracterización y obtenida la frecuencia de resonancia, se procedió a armar el esquema que se observa en la figura 65, muy similar al utilizado para mantener auto-sostenido al *Tuning Fork*, pero esta vez con el micro-resonador. Como añadido, está el frecuencímetro FCA3000, para poder monitorear en tiempo real la frecuencia con mayor precisión.

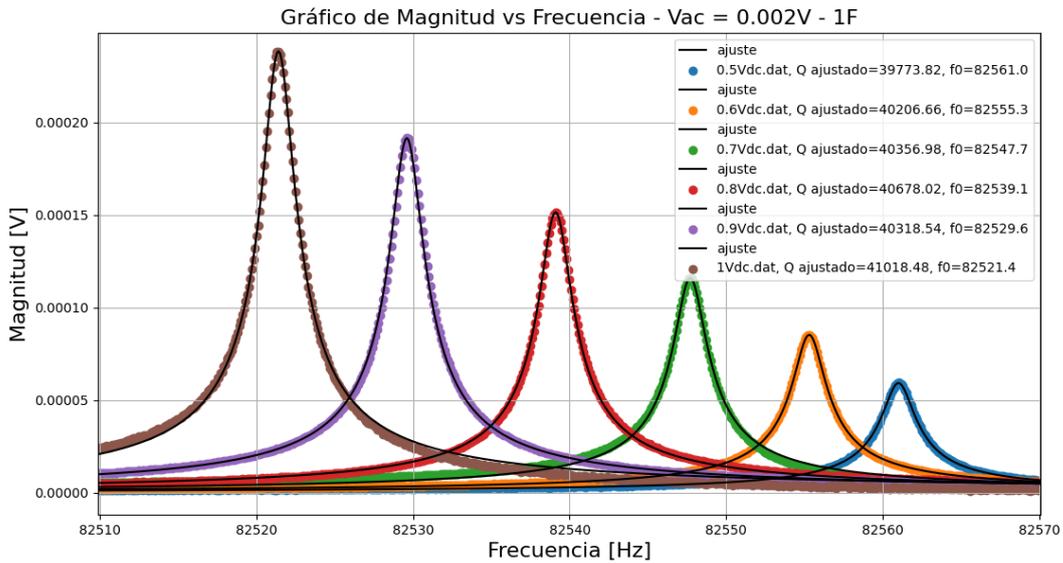


**Figura 65:** Esquema para barrer al micro-resonador a lazo cerrado

Con este mismo *setup*, aunque variando paulatinamente los voltajes  $V_{DC}$  aplicados al micro-resonador, es que se logró comprobar que se mantenía auto-sostenido ante cambios y lograba seguir la frecuencia, ver sección de resultados 7.4.2.

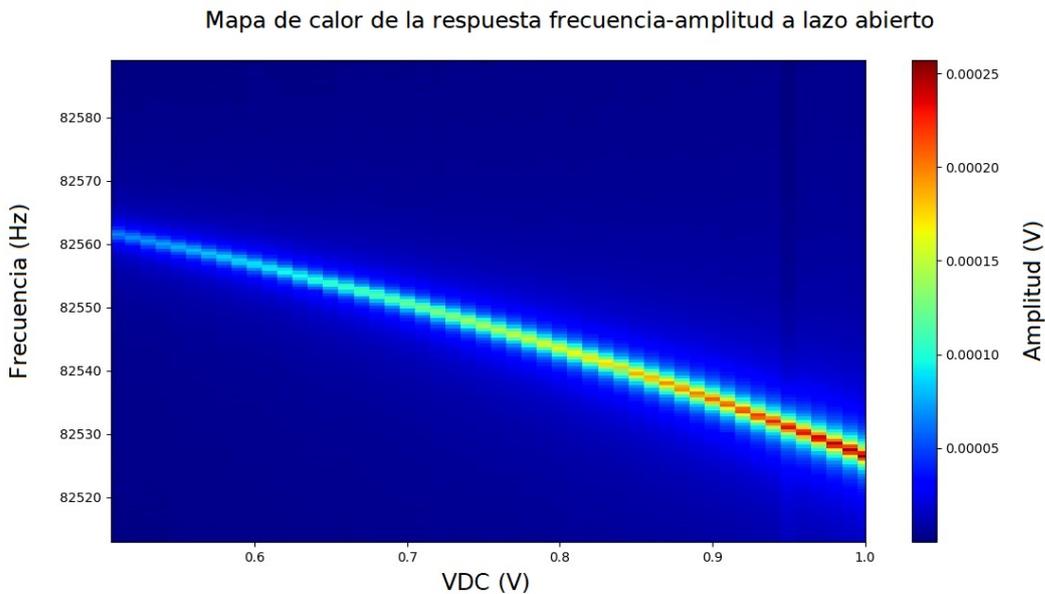
### 7.4.2. Resultados

Como se analizó en el marco teórico, es posible simular la evaporación de masa sobre el micro-resonador ajustando el voltaje DC que se le aplica. En la figura 66, se observa cómo al variar el voltaje DC cambian tanto la frecuencia como la amplitud de la lorentziana. Notar que al disminuir el valor DC que se le aplica, aumenta la frecuencia de resonancia, pero disminuye la amplitud pico.



**Figura 66:** Respuesta amplitud-frecuencia para el micro-resonador en diferentes valores de  $V_{DC}$ , con un ajuste sobre los valores

Es importante destacar que estas curvas se obtuvieron realizando un barrido en frecuencia a lazo abierto, corrigiendo además el efecto del crosstalk. Esto implica que, para analizar cómo varía la frecuencia de resonancia en función de la masa depositada, sería necesario realizar un barrido de frecuencia con cada pequeña evaporación. En la figura 67 se presenta un mapa de calor que ilustra cómo es la variación de frecuencia y magnitud para cambios de a 10 mV en el voltaje DC. Sin embargo, este enfoque presenta un inconveniente: la obtención de estas curvas es costosa en términos de tiempo y trabajo.



**Figura 67:** Variación de la frecuencia y la amplitud en función de  $V_{DC}$  - Mapa de calor

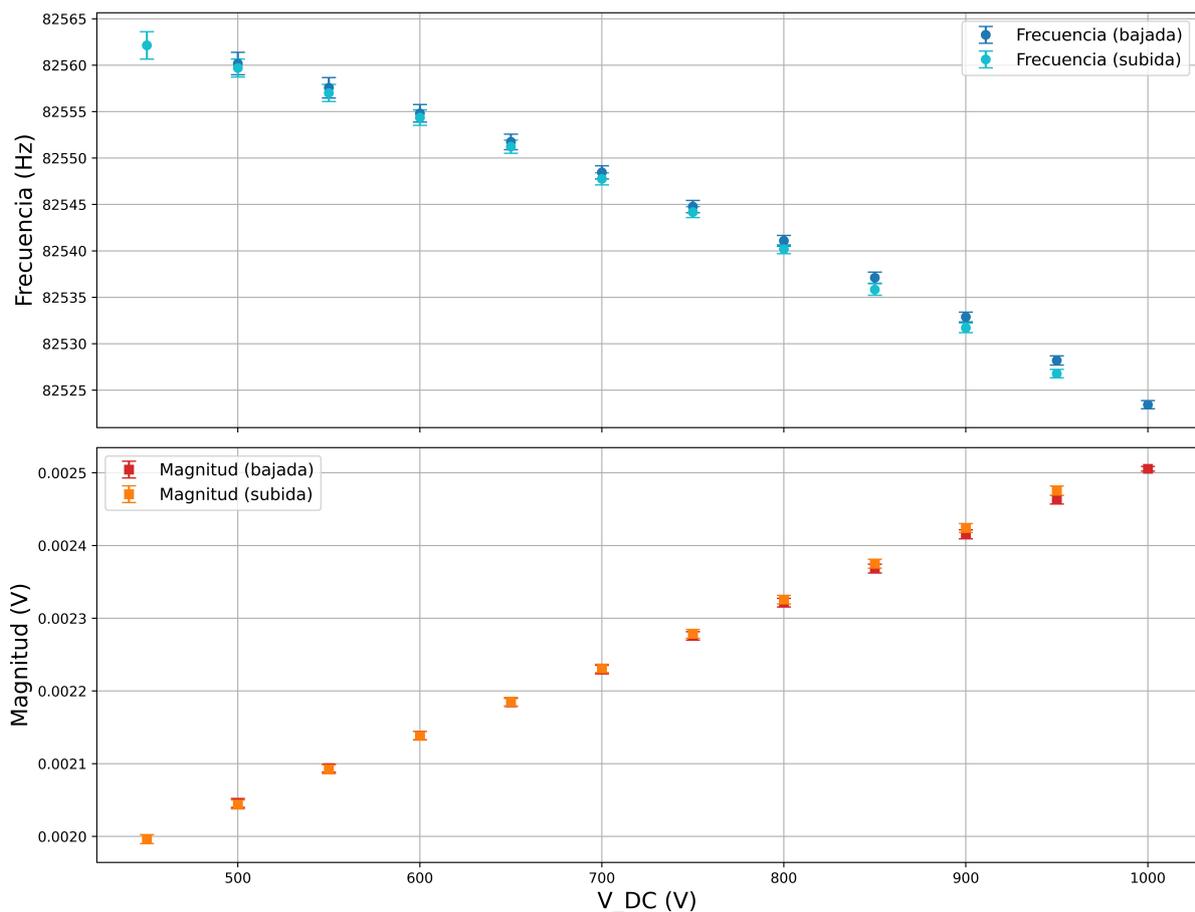
Aquí es donde el modo lazo cerrado resulta muy útil, ya que permite monitorear en tiempo real los cambios en la frecuencia de resonancia sin necesidad de realizar barridos completos en frecuencia, optimizando así el proceso de medición.

Para evaluar la eficacia del lazo cerrado, se realizaron mediciones utilizando un valor fijo de tensión DC. Los valores obtenidos de frecuencia y amplitud se promediaron, incluyendo el cálculo de los errores asociados. Posteriormente, se modificó el valor de la tensión DC, primero disminuyéndolo y luego aumentándolo.

En la figura 68 se observa cómo el sistema ajusta directamente la frecuencia de resonancia al nuevo valor de forma continua. En otras palabras, el circuito se mantuvo autosostenido en todo momento, por lo que, aunque en la figura 68 los datos se muestren como puntos discretos, en realidad fueron adquiridos de manera ininterrumpida, realizando cambios en los valores de  $V_{DC}$  para luego medir la frecuencia y la amplitud.

Es importante destacar que este método permite ajustar la frecuencia de resonancia de forma directa, eliminando la necesidad de realizar un barrido en frecuencia para localizarla.

Respuesta en frecuencia y amplitud para distintos valores de VDC (lazo cerrado)



**Figura 68:** Obtención del pico de resonancia (frecuencia y amplitud) en el micro-resonador integrado a un circuito autosostenido, en función del voltaje  $V_{DC}$

Ahora volvamos brevemente a la gráfica de la Figura 67. En ella se puede observar que

la frecuencia de resonancia presenta un comportamiento cuadrático en función de  $V_{DC}$ . Este comportamiento surge del siguiente análisis:

$$\omega_r^2(V_{DC}) = \frac{k}{m} - \frac{C''}{m} V_{DC}^2 \quad (58)$$

$$\omega_r(V_{DC}) = \sqrt{\frac{k}{m} - \frac{C''}{m} V_{DC}^2} \quad (59)$$

Pero si recordamos la expresión de  $\omega_0$ :

$$\omega_0^2 = \frac{k}{m} \quad (60)$$

Reemplazando:

$$\omega_r(V_{DC}) = \sqrt{\omega_0^2 \left(1 - \frac{C''}{m \cdot \omega_0^2} V_{DC}^2\right)} \quad (61)$$

$$\omega_r(V_{DC}) = \omega_0 \cdot \sqrt{1 - \frac{C''}{m \cdot \omega_0^2} V_{DC}^2} \quad (62)$$

Aplicando la fórmula del **binomio de Newton**:

$$\sqrt{1 \pm x} \approx 1 \pm \frac{1}{2}x \quad (63)$$

Se obtiene:

$$\omega_r(V_{DC}) = \omega_0 \left(1 - \frac{C''}{2m\omega_0^2} V_{DC}^2\right) \quad (64)$$

Luego, dividiendo por  $2\pi$  a ambos lados y distribuyendo, nos queda:

$$f_o = f_0 - \frac{C''}{4\pi m \omega_0} V_{DC}^2 \quad (65)$$

$$f_o(V_{DC}) = f_0 - D V_{DC}^2 \quad (66)$$

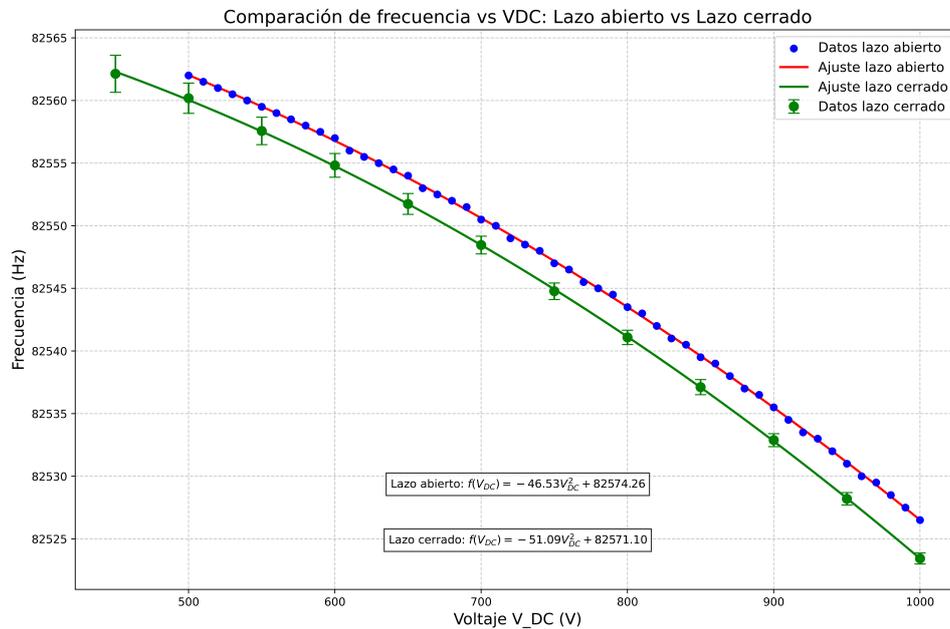
donde  $D = \frac{C''}{4\pi m \omega_0}$  es una constante que depende de las propiedades físicas del sistema.

Este valor de  $D$ , así como la frecuencia de resonancia teórica  $\omega_0$ , pueden obtenerse mediante un ajuste sobre las amplitudes máximas extraídas del mapa de calor mostrado en la Figura 67. El resultado de dicho ajuste se presenta como la curva roja de la figura 69. A partir de ese análisis, se obtiene que la curva de dependencia entre la frecuencia de resonancia y  $V_{DC}$  responde a la siguiente expresión ajustada:

$$f_o(V_{DC}) = 82753 Hz - \left(46,63 \frac{Hz}{V^2}\right) \cdot V_{DC}^2 \quad (67)$$

A su vez, en la figura 69 se muestra, para facilitar la comparación con los datos obtenidos a lazo abierto, el ajuste de los promedios medidos con el sensor a lazo cerrado en el rango de 1000 mV a 450 V. Cabe destacar que, al igual que en el caso anterior, los resultados siguen una tendencia cuadrática, descrita por la ecuación 68.

$$f_o(V_{DC}) = 82571Hz - (51,09 \frac{Hz}{V^2}) \cdot V_{DC}^2 \tag{68}$$



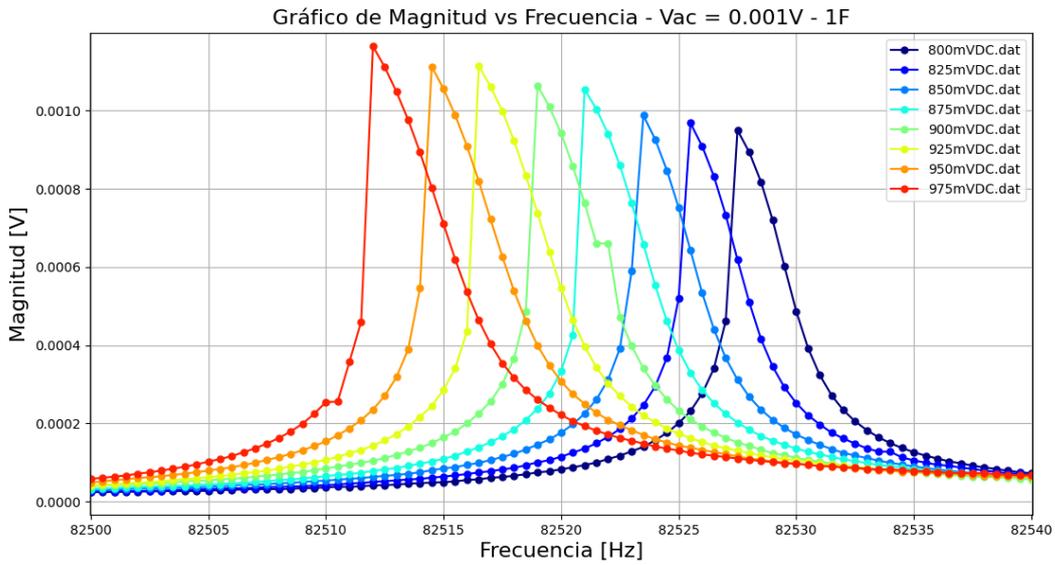
**Figura 69:** Ajuste cuadrático realizado sobre el mapa de calor.

Para verificar que esta fórmula era correcta, lo que se hizo fue reemplazar por algunos valores de  $V_{DC}$  y comprobar que dieran aproximadamente la frecuencia medida, ejercicio que dio satisfactoriamente.

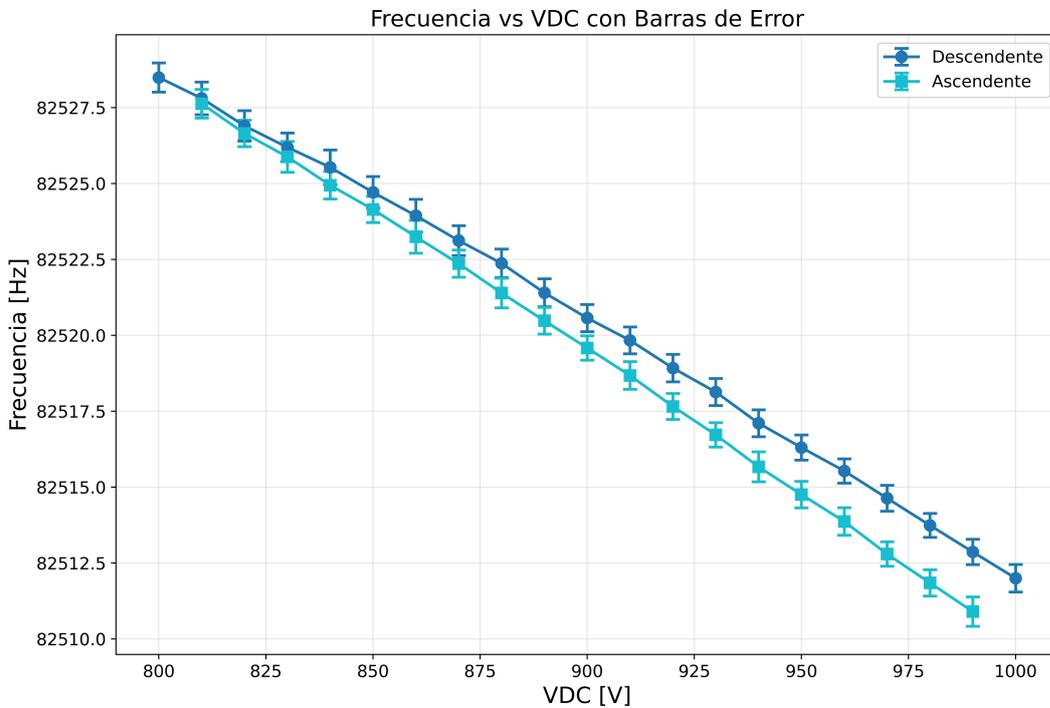
### 7.4.3. No linealidad

Como se explicó en el marco teórico, uno de los fenómenos con los que nos podemos encontrar al aumentar la excitación es con la no linealidad del sensor, es decir, un punto en el que su comportamiento puede cambiar a un régimen no lineal, que se encuentra para una tensión alterna de  $v_{ac} = 4mV$  en este sensor. Como se observa en la figura 70, la lorentziana tiende hacia un lado y cae abruptamente.

Es importante aclarar que estos datos fueron adquiridos con el *setup* a lazo abierto (64), con el que se obtuvieron las curvas de la figura 70. Luego, al cambiar a lazo cerrado (65), se consiguió la respuesta de la frecuencia en función de  $V_{DC}$ , siendo el resultado observado en la figura 71. Un detalle importante es que el desfase permite mantener el circuito autosostenido incluso en este régimen, lo que es algo destacable.



**Figura 70:** Curvas de resonancia del micro-resonador para diferentes valores de  $V_{DC}$ , en el régimen no lineal.

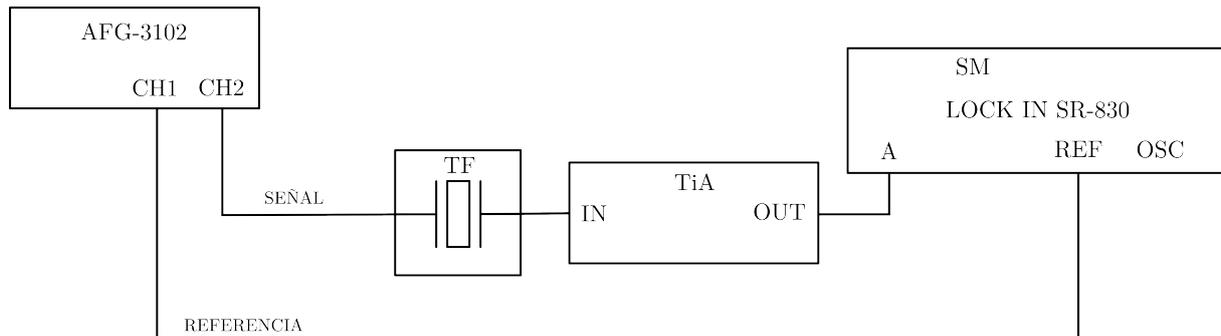


**Figura 71:** Seguimiento de la frecuencia, a lazo cerrado, cambiando el  $V_{DC}$  en el régimen no lineal.

## 7.5 Retomando la caracterización del circuito TiA

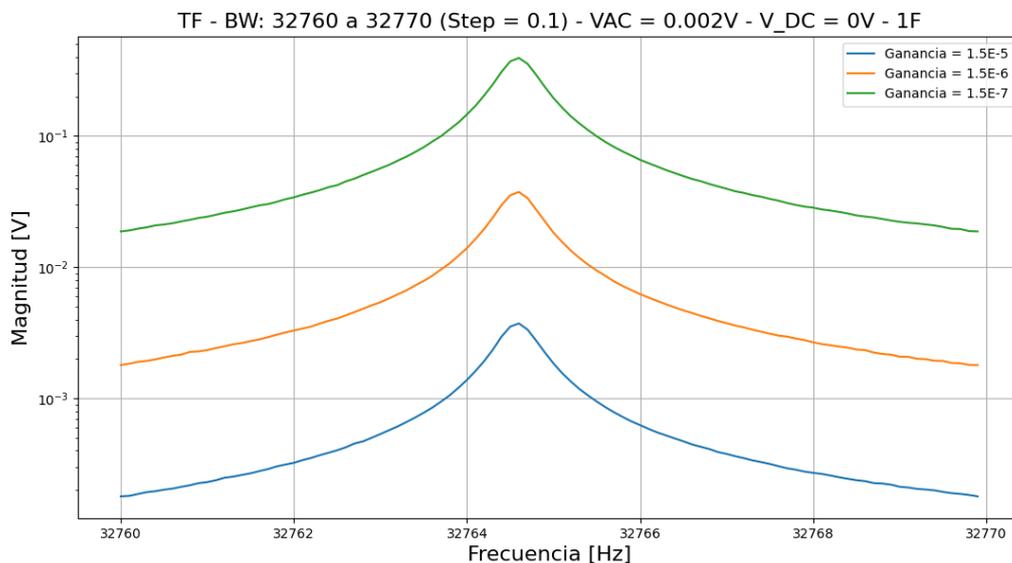
### 7.5.1. Prueba con el TF

Una vez comprobadas todas las funcionalidades específicas del circuito TIA, el siguiente paso fue realizar un barrido en frecuencia para detectar, en primera instancia, la resonancia de un Tuning Fork.



**Figura 72:** Esquema utilizado para poder hallar la respuesta en frecuencia del TF, amplificando su señal con el TiA

El resultado de este procedimiento se muestra en la figura 73. En dicha figura se presentan las curvas de resonancia para cada valor de ganancia, utilizando una escala logarítmica en el eje vertical para mejorar la visualización de las tres curvas.

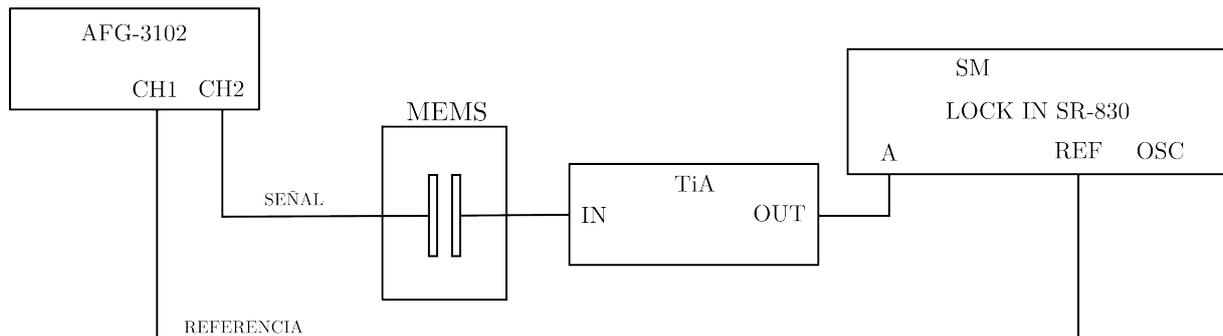


**Figura 73:** Curvas de resonancia de un TF, equidistantes debido a la escala logarítmica

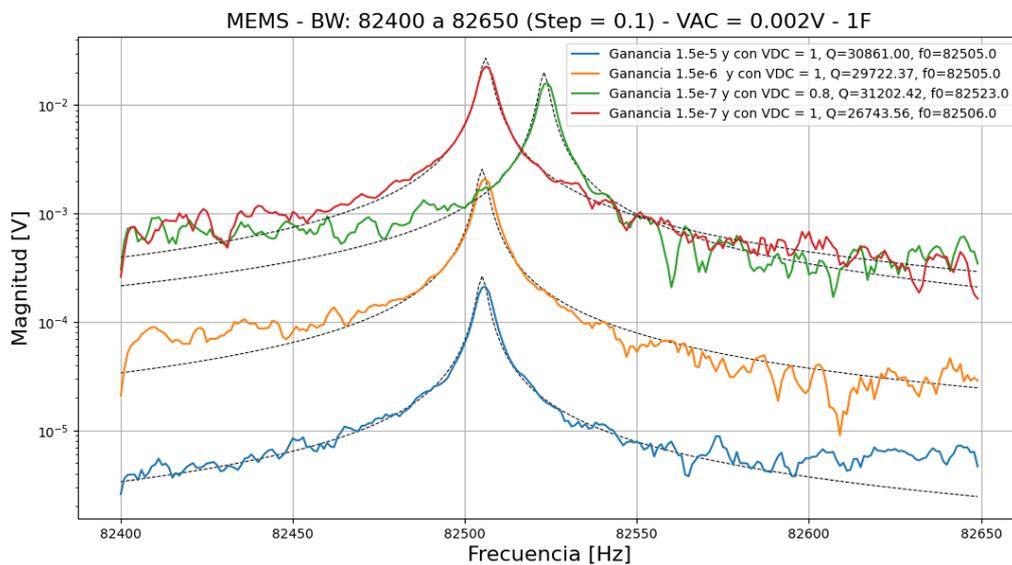
Es importante aclarar que el valor de corriente RMS del TF, fuera de la resonancia, es de  $2nA_{RMS}$ , mientras que en resonancia alcanza los  $24nA_{RMS}$ . **Cabe destacar que todas las curvas obtenidas con el lock-in corresponden a valores RMS.**

### 7.5.2. Prueba con el micro-resonador

Para finalizar la caracterización, se armó el *setup* mostrado en la Figura 74, y se procedió a realizar un barrido en frecuencia de la resonancia para las tres ganancias seleccionables del TiA. Con el objetivo de observar el comportamiento del sistema con una menor amplitud, también se realizó una curva adicional manteniendo la misma ganancia ( $G = 1.5 \times 10^{-7} \text{ A/V}$ ), pero modificando el valor de  $V_{DC}$ , pasando de 1V (el valor utilizado para las tres ganancias) a  $V_{DC} = 0.8 \text{ V}$ . Como resultado, se obtuvo la curva que se muestra en la Figura 75.



**Figura 74:** Esquema utilizado para poder hallar la respuesta en frecuencia del micro-resonador, para diferentes valores de  $V_{DC}$



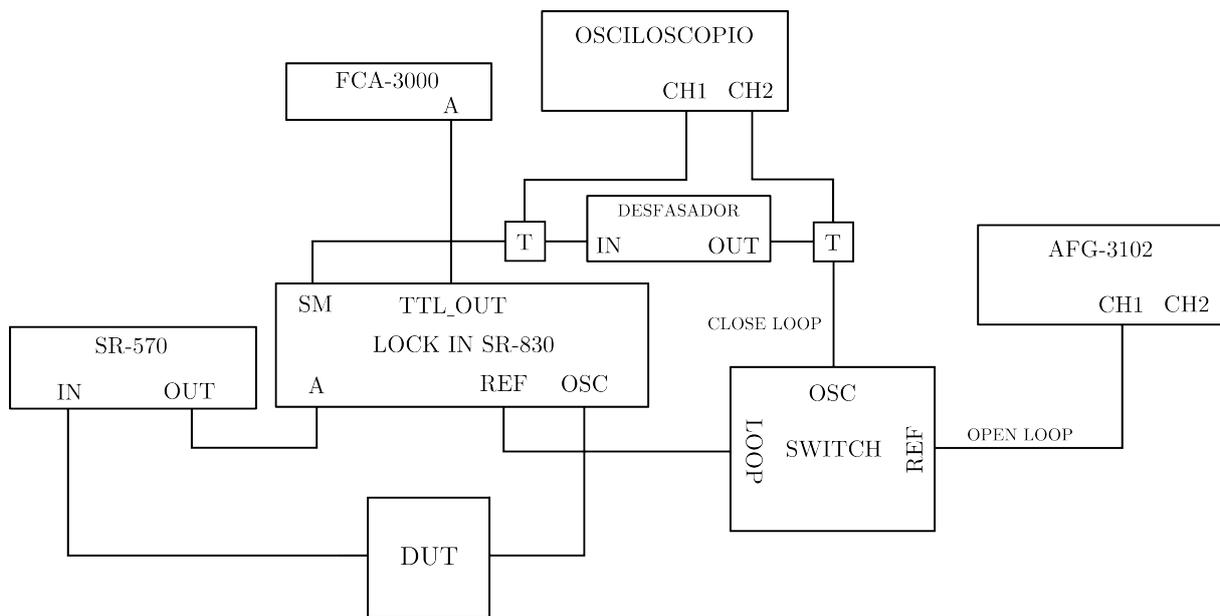
**Figura 75:** Curvas de resonancia del micro-resonador para diferentes  $V_{DC}$ , notar que son ruidosas debido a que el *setup* no era el idóneo.

Cabe destacar que estas curvas presentan un nivel considerable de ruido, atribuible a dos factores principales. En primer lugar, aunque el micro-resonador se encontraba dentro de la cámara de vacío, el resto del circuito no lo estaba, ya que dicha cámara aún no contaba con las adaptaciones necesarias para alojar el TiA. Por esta razón, se debió fabricar una caja

provisoria mediante impresión 3D para realizar la prueba. En segundo lugar, se utilizó una bomba de vacío convencional en lugar de una bomba turbo, la cual no estaba disponible en ese momento. Esta última genera significativamente menos ruido, lo que habría mejorado la calidad de la medición.

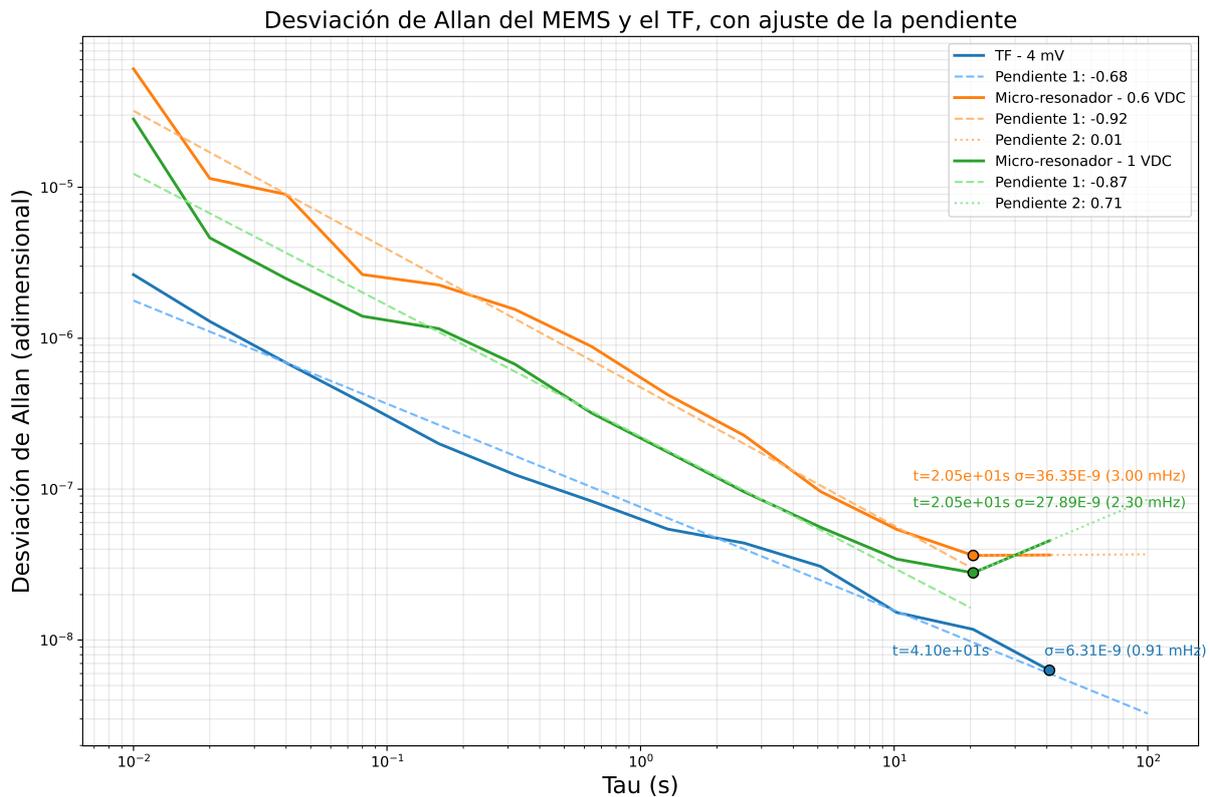
## 7.6 Desviación de Allan

Tomando como base el apartado teórico descrito sobre desviación de Allan se procedió a realizar pruebas para poder ver cómo era la estabilidad en frecuencia de los distintos dispositivos. Para dicho cometido, se armó el setup de la figura 76



**Figura 76:** Setup que se utilizó para medir con el frecuencímetro, y obtener la desviación de Allan

El término *Device Under Test* (DUT) se refiere a los dispositivos evaluados en este estudio. En este caso, se realizaron pruebas tanto con el TF como con el micro-resonador. Para este último, se llevaron a cabo mediciones aplicando dos valores distintos de  $V_{DC}$ , dado que un mayor voltaje debería mejorar la relación señal-ruido (SNR) y, en consecuencia, su estabilidad. La comparación final se muestra en la figura 77.



**Figura 77:** Desviación de Allan en función del tiempo para el TF y el micro-resonador para 500 mV y 950 mV de  $V_{DC}$ , comparándolos con los datos de Han

Para este análisis, se tomaron 10000 valores de frecuencia cada 10 ms. En la imagen, se pueden apreciar dos valores mínimos, uno para un  $V_{DC} = 950mV$  y otro  $V_{DC} = 500mV$ . Estos valores mínimos nos indicarán el límite a partir del cual es posible distinguir variaciones en frecuencia; por debajo de dicho umbral, solo se percibirá ruido. A partir de ellos, se puede conocer también cuál es la resolución del sensor a la evaporación de masa; el mismo se puede despejar de la ecuación analizada en la sección 5.1.

Despejando de ella  $\Delta m_e$ , se obtiene que:

$$\Delta m_e = 2 \frac{\Delta f}{f} m_e \tag{69}$$

Donde:

- $\Delta f$ : Es el cambio en la frecuencia de resonancia, en este caso, es el valor que nos devuelve el mínimo de la desviación de Allan.
- $f$ : La frecuencia de resonancia intrínseca para ese valor de  $V_{DC}$
- $m_e$ : La masa intrínseca del resonador, la misma se obtendrá del valor de la simulación indicado en la tabla 77.

Ahora sí analicemos los valores que nos dieron en el gráfico de desviación de Allan (figura 3):

1. Para  $V_{DC} = 500mV$ : Se consigue un valor de  $9.12mHz$  a los 20.5 segundos, como la frecuencia de resonancia obtenida era de  $f(500mV) = 82561Hz$ , y el valor de masa efectiva mas cercano a ese valor de frecuencia era  $m_{eff} = 1.256 \cdot 10^{-7}g$ :

$$\Delta m_e = 2 \frac{0.003Hz}{82561Hz} m_e = 9.12fg \quad (70)$$

2. Para  $V_{DC} = 1000mV$ : Se consigue un valor de  $7.21mHz$  a los 20.5 segundos, como la frecuencia de resonancia obtenida era de  $f(1000mV) = 82527.49Hz$ , y el valor de masa efectiva mas cercano a ese valor de frecuencia era  $m_{eff} = 1.256 \cdot 10^{-7}g$

$$\Delta m_e = 2 \frac{0.00026Hz}{82527.49Hz} m_e = 7.91fg \quad (71)$$

Este ultimo valor será importante para la conclusión.

Otra información que se puede obtener del gráfico de la figura 77 son las fuentes de ruido predominantes en nuestro sistema para los distintos dispositivos analizados. Para ello, se calculó una recta que ajustara la tendencia de los puntos en cada curva de desviación de Allan, tomando como referencia el valor de su pendiente. Como se mencionó en la Sección 5.3.3, este valor permite identificar el tipo de ruido que caracteriza al sistema. Los resultados obtenidos se muestran en las líneas punteadas de la Figura 77.

Notar que ninguna de las pendientes es un valor como -0.5 o -1, esto se debe a que el tipo de ruido no es puro sino una combinación de los siguientes:

- Ruido de cuantización (pendiente = -1)
- Ruido blanco (pendiente = -0.5)

De todas formas, se puede apreciar qué, como el valor es más cercano a -1, el tipo de ruido predominante es el de **cuantización**. Este tipo de ruido se debe al error que se introduce cuando una señal analógica se convierte en digital debido a la resolución finita del sistema de cuantización.

Salvo en el TF que pareciera verse más afectado por ruido blanco.

Por otro lado, se puede observar como a partir de los 20.5 segundos, la fuente predominante en el micro-resonador pasa a ser ruido de deriva. En el caso de la Pendiente 2 de la curva naranja, aunque la pendiente sea cero consideramos más probable que le faltan valores a que predomine otra fuente de ruido.

Una forma en la que se podría intentar mejorar este tipo de problema es aumentar la cantidad de puntos medidos.

## 8 Conclusiones

Se puede concluir que los objetivos más importantes de este trabajo fueron alcanzados. En particular, se logró mantener el micro-resonador en un estado auto-sostenido mediante el desarrollo de un circuito desfasador capaz de corregir el desfasaje, y se diseñó e implementó un amplificador de transimpedancia que permitió amplificar las señales del dispositivo (con una amplitud del orden de los nA), cubriendo todo el rango de frecuencias con el que trabaja el equipo de Dispositivos y Sensores.

Como resultado de estos logros, se completó exitosamente uno de los componentes clave del sistema *Fab on a Chip*, lo que posibilita el uso del sensor de masa para monitorear de manera continua la evaporación de masa. Finalmente, este sistema demostró la capacidad de detectar evaporaciones del orden de los 10 femtogramos, validando su precisión y sensibilidad. A modo de referencia, en la tesis *Han, H. (2016)*<sup>1</sup> se alcanzó una resolución de 3 femtogramos; por lo tanto, con una mejora adicional de nuestro sistema se considera factible llegar a desempeños comparables.

A partir de este punto, se proponen como trabajos futuros la optimización e integración de todos los circuitos en una única placa, con el objetivo de desarrollar un módulo compacto capaz de mantener el micro-resonador en estado autosostenido. Esta integración permitiría mejorar aún más la señal, abriendo la posibilidad de llevar a cabo un proceso de evaporación de manera más eficiente. Además, el desarrollo de un sistema dedicado brindaría una solución práctica y robusta para su implementación en un experimento de *Fab on a Chip*.

## 9 Bibliografía

1. Han, H. (2016). *Building a Novel Nanofabrication System Using MEMS* (Tesis doctoral). Boston University.
2. Arroyo, S. I. (2013). *Dinámica de micro osciladores clamped-clamped, estabilización de la frecuencia* (Tesis de maestría). Instituto Balseiro.
3. Del Corro, P. G. (2016). *Sistema de fabricación de nano-estructuras basado en MEMS* (Tesis doctoral). Instituto Balseiro.
4. Scapolla, F. (2024). *Caracterización de un microsensado de masa basado en silicio*. Dispositivos y Sensores - CNEA.
5. Mullem, C. J., Tilmans, H. A., Mouthaan, A. J., Fluitman, J. H. (1992). *Electrical cross-talk in two-port resonators: The resonant silicon beam force sensor*. Sensors and Actuators A: Physical, 31, 168-173.
6. Prado, A. (2022). *Caracterización de micro-oscilador con modo up-down*. Instituto Balseiro - Microfabricación.
7. Horowitz, P., Hill, W. (2015). *The Art of Electronics* (3rd ed.). Cambridge University Press.
8. Malvino, A. P., Bates, D. J. (2015). *Principios de electrónica* (7ª ed.). McGraw-Hill.
9. Cowen, A., Hardy, B., Mahadevan, R., Wilcenski, S. (2011). *PolyMUMPs Design Handbook: A MUMPs® Process* (Rev. 13.0). MEMSCAP Inc.
10. Imboden, M., Han, H., Stark, T., Lowell, E., Chang, J., Pardo, F., Bolle, C., Del Corro, P., Bishop, D. (2014). *Building a Fab on a Chip*. Boston University.
11. Texas Instruments. (2014). *LMP7721: 3-Femtoampere Input Bias Current Precision Amplifier* [Datasheet] (Rev. E). Texas Instruments.
12. Texas Instruments. (2020). *INA821: 35- $\mu$ V Offset, 7-nV/Hz Noise, Low-Power, Precision Instrumentation Amplifier* [Datasheet] (Rev. D). Texas Instruments.
13. Grohe, P. (2010). *LMP7721 Multi-Function Evaluation Board Users' Guide*. National Semiconductor.
14. Pérez-Morelo, D., Stange, A., Lally, R. W., Barrett, L. K., Imboden, M., Som, A., Campbell, D. K., Aksyuk, V. A., Bishop, D. J. (2020). *A system for probing Casimir energy corrections to the condensation energy*. Microsystems Nanoengineering, 6(1), 115. <https://doi.org/10.1038/s41378-020-00221-2>
15. Imboden, M., Han, H., Stark, T., Bishop, D. (2017). *Cryogenic Fab-on-a-Chip Sticks the Landing*. ACS Nano, 11(9), 8707-8716. <https://doi.org/10.1021/acsnano.7b01808>

16. Fairchild Semiconductor. (2002). *CD4046BC Micropower Phase-Locked Loop* [Datasheet]. Fairchild Semiconductor.
17. All About Circuits. (2022). *Intro to Allan Variance Analysis: Non-Overlapping and Overlapping Allan Variance*. <https://www.allaboutcircuits.com/technical-articles/intro-to-allan-variance-analysis-non-overlapping-and-overlapping-allan-variance/>
18. All About Circuits. (2019). *Transimpedance Amplifier Stability*. <https://www.allaboutcircuits.com/technical-articles/transimpedance-amplifier-stability/>
19. National Institute of Standards and Technology (NIST). (2022). *Resistivity and Hall Measurements*. <https://www.nist.gov/pml/nanoscale-device-characterization-division/popular-links/hall-effect/resistivity-and-hall>
20. Stanford Research Systems. (2007). *SR830 DSP Lock-In Amplifier: Instruction Manual*. Stanford Research Systems.
21. Cucurull, A. (2025). *Codigos\_de\_instrumentos* [Repositorio GitHub]. [https://github.com/AgustinCucurull/Codigos\\_de\\_instrumentos](https://github.com/AgustinCucurull/Codigos_de_instrumentos)
22. Matias, L., Cucurull, A., Azcarate, J., Perez, D. (En preparación). *Prototipado de PCB utilizando grabadora láser CNC* [Informe Técnico]. CNEA - Dispositivos y Sensores.
23. Hidalgo J, Poulakis P, Köhler J et al (2012). *Improving planetary rover attitude estimation via MEMS sensor characterization*. *Sensors* 12:2219–2235. <https://doi.org/10.3390/s120202219>

## 10 A - Fabricación de PCBs utilizando CNC Láser

Durante el transcurso del proyecto final integrador, para poder realizar circuitos de manera rápida y probarlos, se estudió y experimentó en la fabricación de PCBs utilizando CNC láser. En este apéndice, se detallará cómo fue el proceso óptimo encontrado, y cuáles son sus ventajas y desventajas.

### 10.1 Técnica de fabricación

#### 10.1.1. Materiales

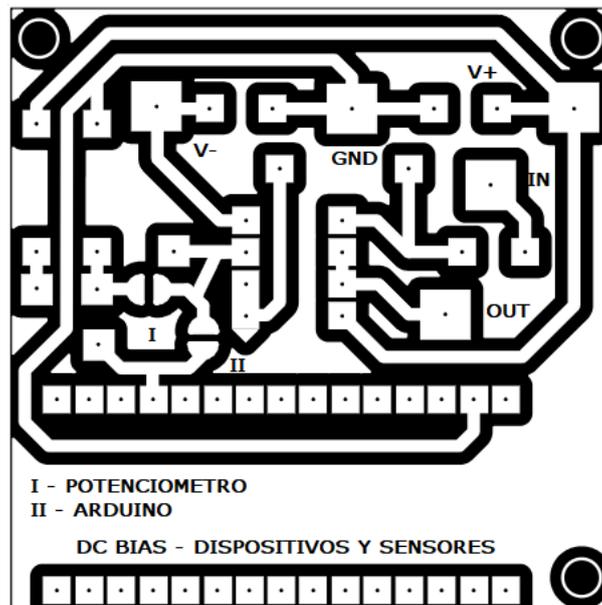
b A continuación, se listarán los materiales y el instrumental necesarios para poder emplear este método:

- CNC LÁSER
- recubridora por centrifugación al vacío (vacuum spin coater)
- Horno con temperatura regulable
- Un PCB de FR4 virgen
- Cloruro Férrico
- Plancha calentadora
- Alcohol Isopropílico
- Acetona
- Pintura acrílica naranja
- *Software* - GRBL láser

#### 10.1.2. Procedimiento

A continuación, se enumeran los pasos a seguir:

1. Diseñar el circuito que se desea implementar utilizando software de diseño como Altium Designer, EAGLE, KiCad, EasyEDA, entre otros. Al finalizar, guardar el diseño del PCB como imagen en formato jpg o png, para cargarlo posteriormente en el software del láser. La imagen debe estar en blanco y negro, donde las áreas negras representan las zonas que serán eliminadas por el láser (ver figura 78).



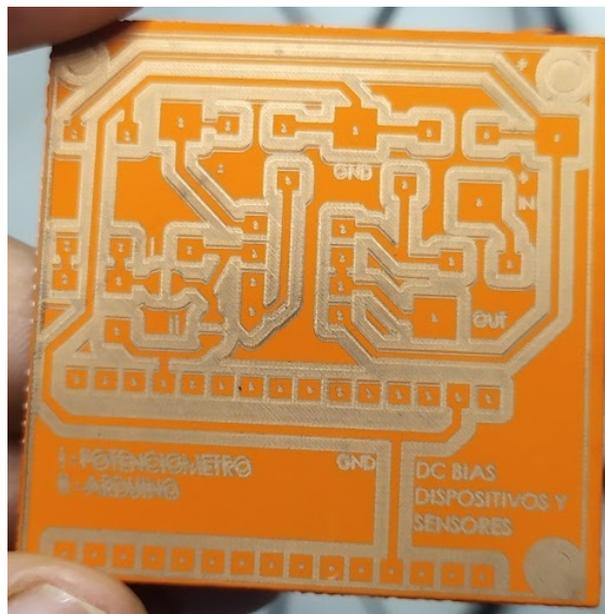
**Figura 78:** imagen 2D del diseño que se va a transferir al PCB

2. Recortar el PCB con las dimensiones finales deseadas y limpiarlo cuidadosamente utilizando alcohol isopropílico.
3. Colocar el PCB sobre la recubridora, activar el vacío y aplicar una gota abundante de pintura acrílica naranja. Este color se elige por ser complementario al violeta (color del láser), lo que permite una mejor absorción de la luz.
4. Girar la recubridora durante 20 segundos a una velocidad de 1500 revoluciones por minuto.
5. Encender el horno, establecer la temperatura a 80°C y esperar a que alcance dicha temperatura. Una vez listo, colocar el PCB en el horno durante 15 minutos.
6. Transcurrido el tiempo, retirar el PCB y repetir los pasos 3, 4 y 5 para aplicar una segunda capa de pintura. Esto asegura una mayor adherencia de la pintura durante el proceso de grabado con cloruro férrico.
7. Finalizados los pasos anteriores, colocar el PCB en el CNC láser.
8. Cargar la imagen del PCB obtenida en el paso 1.
9. Configurar el software correspondiente. En este caso, se utilizó GRBL Laser. Los parámetros empleados se detallan en la siguiente tabla.

Parámetro	Valor seleccionado
Brillo	100
Contraste	125
Blancos	100
Herramienta de conversión	línea a línea
Lineas por mm	20000
Filling Speed (mm/min)	1000

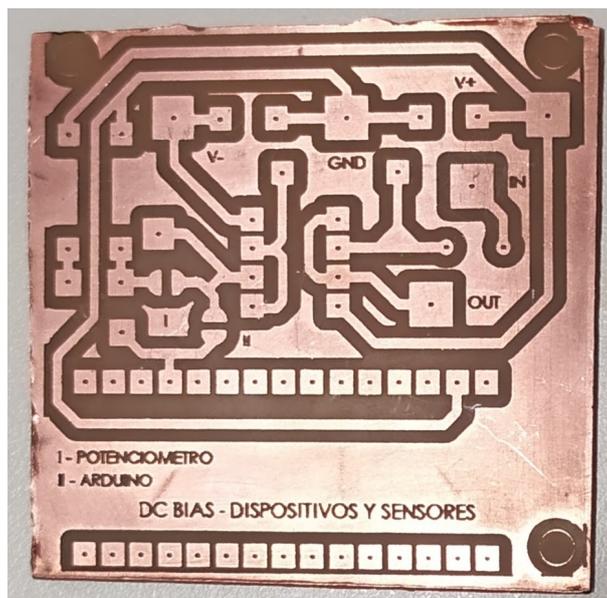
**Tabla 9:** Parámetros optimizados del CNC para impresión de circuitos

10. Iniciar el proceso de grabado con el láser.
11. Al finalizar el grabado, retirar el PCB y limpiarlo bajo agua corriente con un cepillo para eliminar las impurezas generadas por el láser. El resultado de este proceso se ve en la Figura 79



**Figura 79:** PCB virgen pintado, luego de imprimirle el negativo del circuito con el láser del CNC

12. Preparar un recipiente con cloruro férrico y colocarlo sobre una plancha calefactora, ajustando la temperatura a 45°C.
13. Sumergir el PCB en el ácido para realizar el grabado de las áreas expuestas por el láser. Este proceso puede durar entre 10 y 20 minutos, dependiendo del estado del cloruro férrico. Se recomienda agitar el recipiente periódicamente para evitar la saturación y retirar la placa ocasionalmente para verificar el avance del grabado.
14. Una vez completado el grabado, lavar el PCB con agua y limpiar la pintura residual utilizando acetona. La placa estará lista, tan solo quedaría agujerear donde se utilicen componentes through hole.



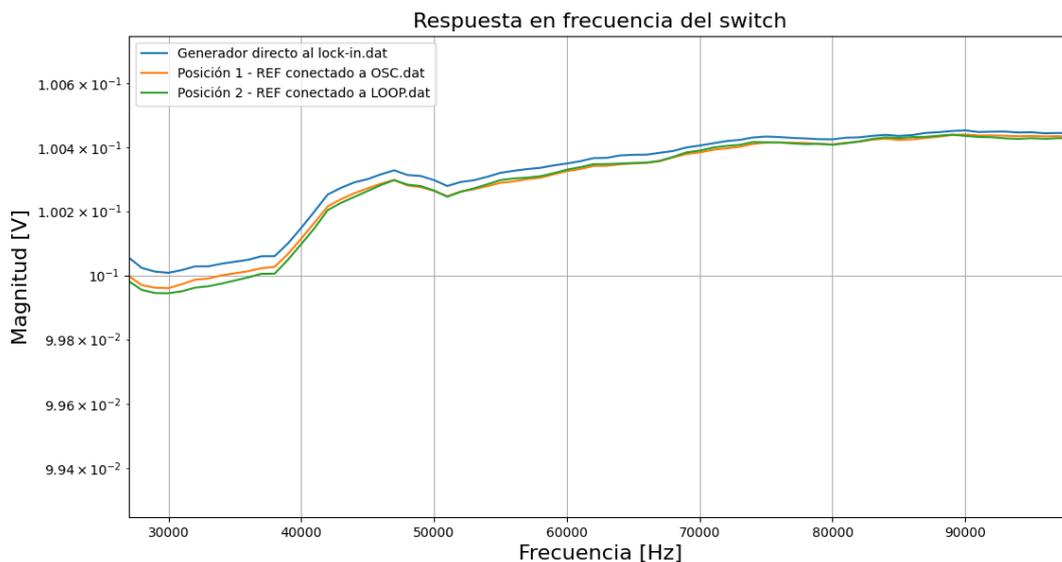
**Figura 80:** Resultado final del proceso de fabricación

## 11 B - Caracterización del Switch

Para verificar que el interruptor implementado cumplía con su función sin afectar drásticamente el ancho de banda ni provocar caídas de tensión significativas, se decidió inyectar una señal de 100 mV desde un generador de funciones, hacerla pasar por ambas posiciones del interruptor (primero la posición 1 y luego la posición 2) y medirla con un amplificador lock-in, mientras se variaba la frecuencia de la señal de entrada.

Posteriormente, se realizó la medición directa desde el generador al lock-in, sin el interruptor, con el fin de obtener una curva de referencia que permitiera evaluar si el interruptor introducía diferencias significativas en la respuesta.

El resultado se presenta en la figura 81. Se observa que la curva no es completamente plana, probablemente debido a perturbaciones introducidas por el amplificador lock-in; sin embargo, no se aprecian variaciones relevantes atribuibles al interruptor, más allá de una leve caída de tensión causada por su resistencia interna. Las resistencias medidas fueron  $R_{P1} = 0.2 \Omega$  en la posición 1 y  $R_{P2} = 0.3 \Omega$  en la posición 2.



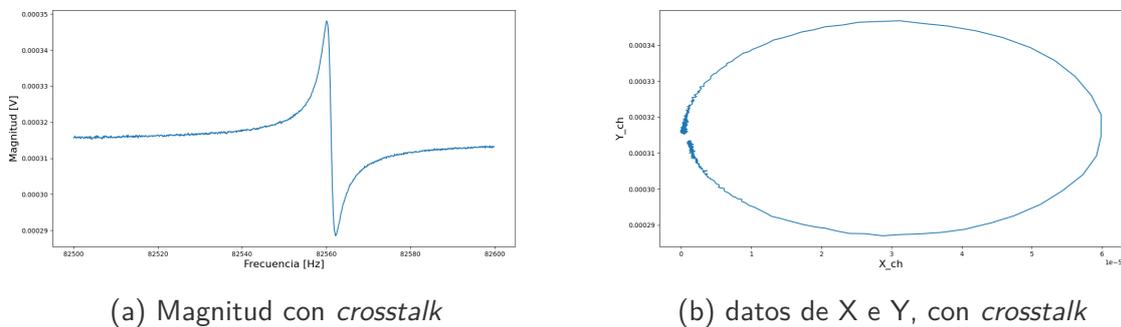
**Figura 81:** Respuesta en frecuencia del *Switch* en sus dos posibles posiciones

## 12 C - Corrección del Crosstalk por software

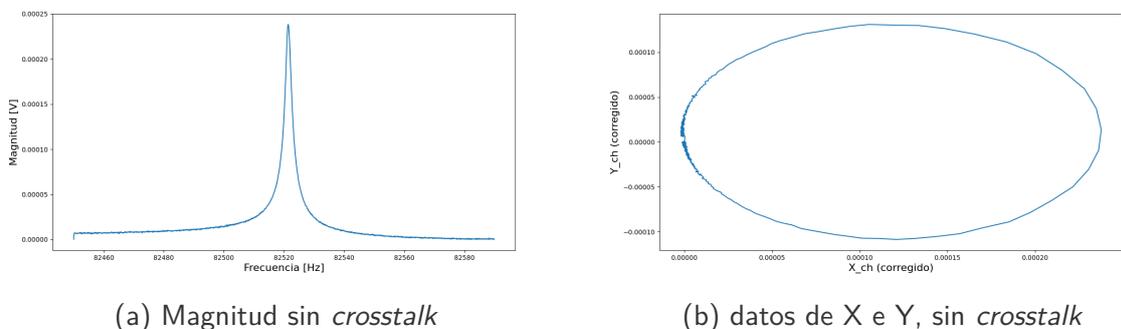
Algo que se mencionó varias veces pero no se aclaró es cómo se realizó la corrección del crosstalk, por ese motivo se crea este apéndice. El proceso es el siguiente:

1. Se realiza un barrido en frecuencia al DUT (TF o micro-resonador) y se adquiere con el amplificador *lock-in*, los valores de X e Y, para cada valor de frecuencia.
2. El primer y ultimo valor de X e Y deberían coincidir, pero no lo hacen por el crosstalk. Por lo que se toman esos valores y se encuentra el punto medio tanto de X como de Y.
3. Se restan a todos los valores de X e Y los valores medios encontrados anteriormente, y se guarda cada valor como los X e Y corregidos (para su respectiva frecuencia).
4. Se calculan los valores de magnitud y fase para cada valor de frecuencia con los X e Y corregidos.

En la figura 82, se observa a la izquierda un barrido de la magnitud en función de la frecuencia y en la derecha la curva Y vs X, ambas sin corregir el crosstalk, y en las figuras 83, se observa el mismo conjunto de datos pero esta vez ya corregido el crosstalk, con el procedimiento antes mencionado. Notar que ya no está el undershoot en la magnitud, y que el primer con el ultimo valor de X e Y coinciden en un mismo punto.



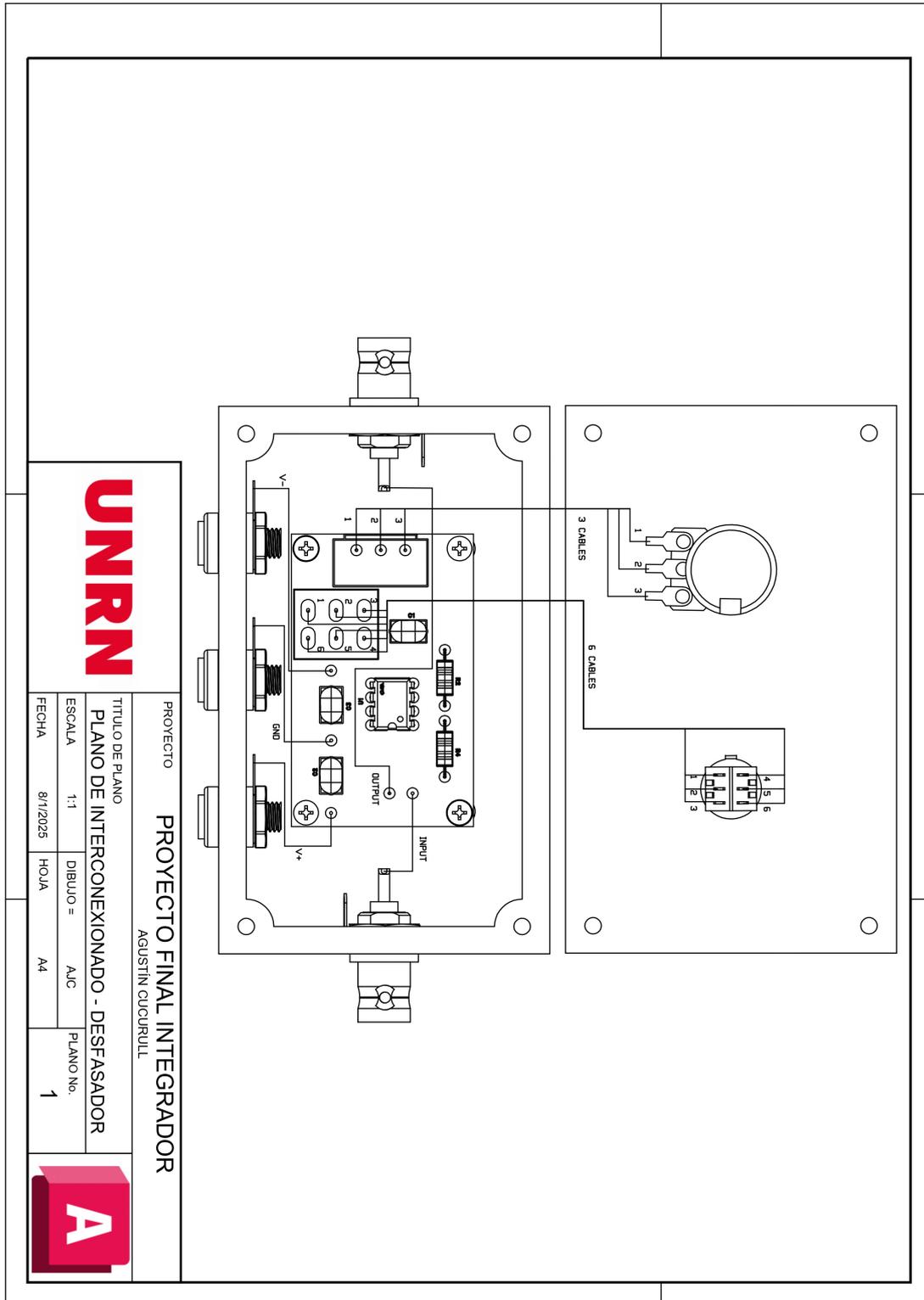
**Figura 82:** Sin corregir el *crosstalk*



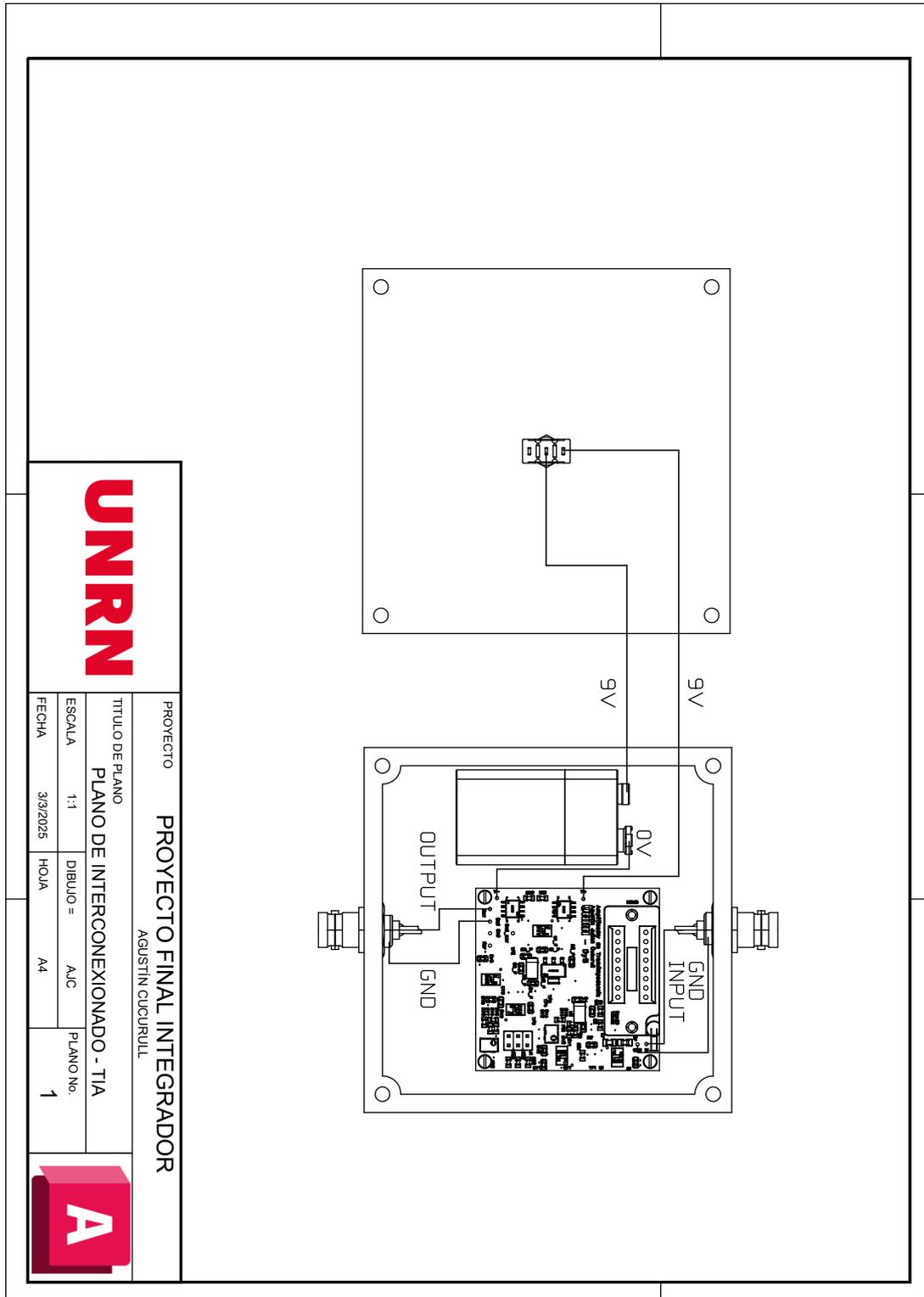
**Figura 83:** Al corregir el *crosstalk*

## 13 C - Plano de interconexión

### 13.1 Desfasador

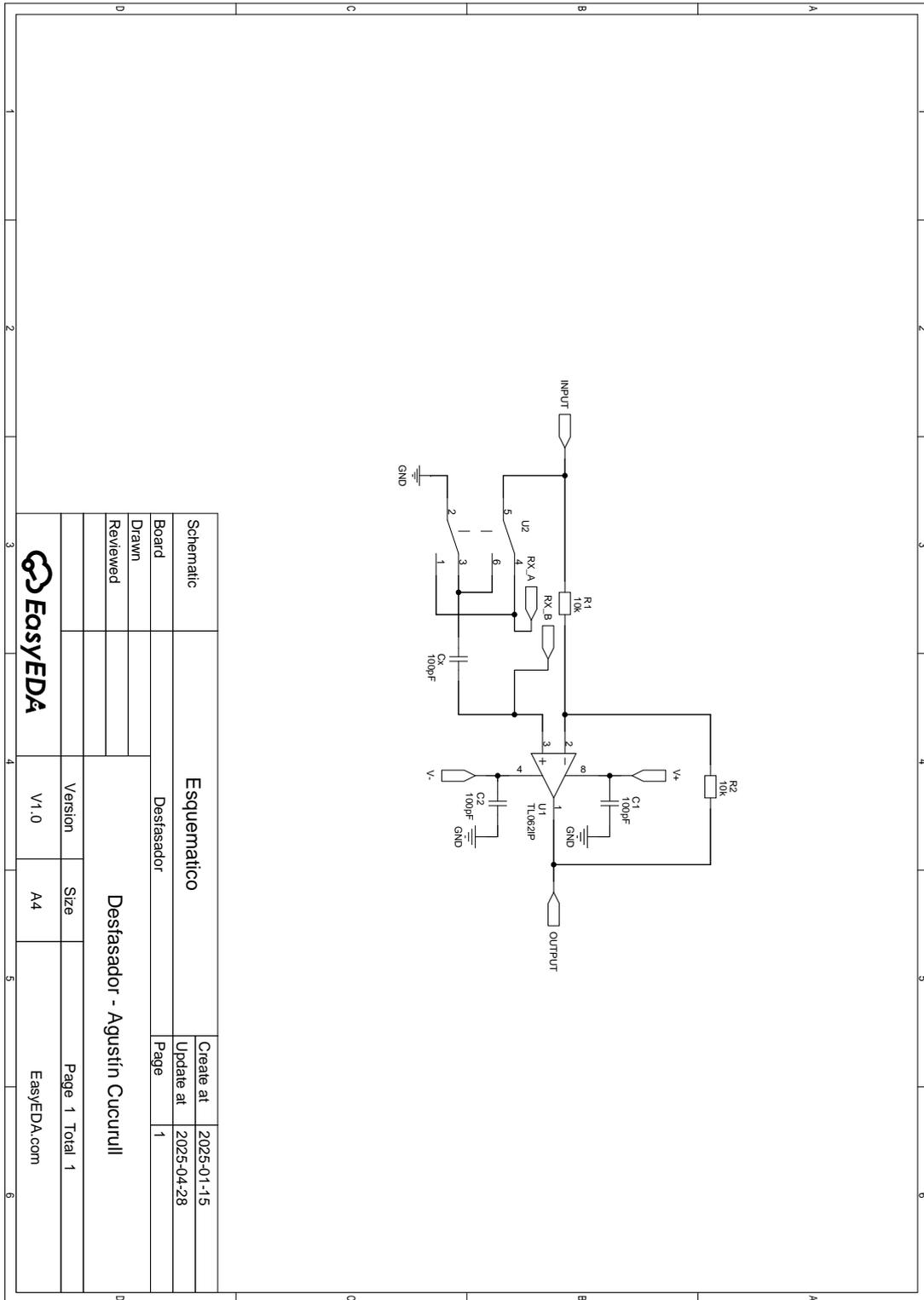


## 13.2 Amplificador de Transimpedancia



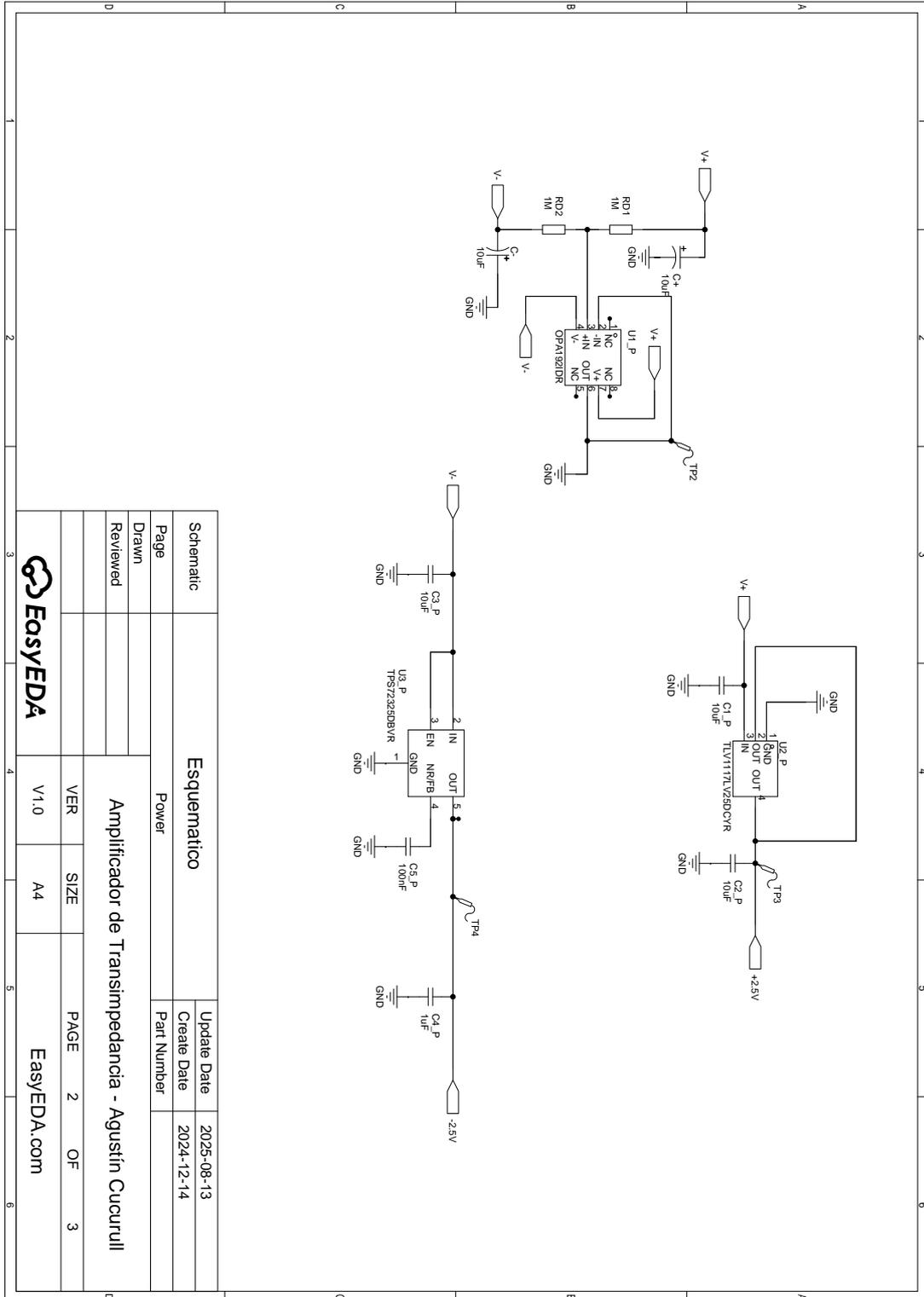
## 14 D - Esquemáticos

### 14.1 Desfasador

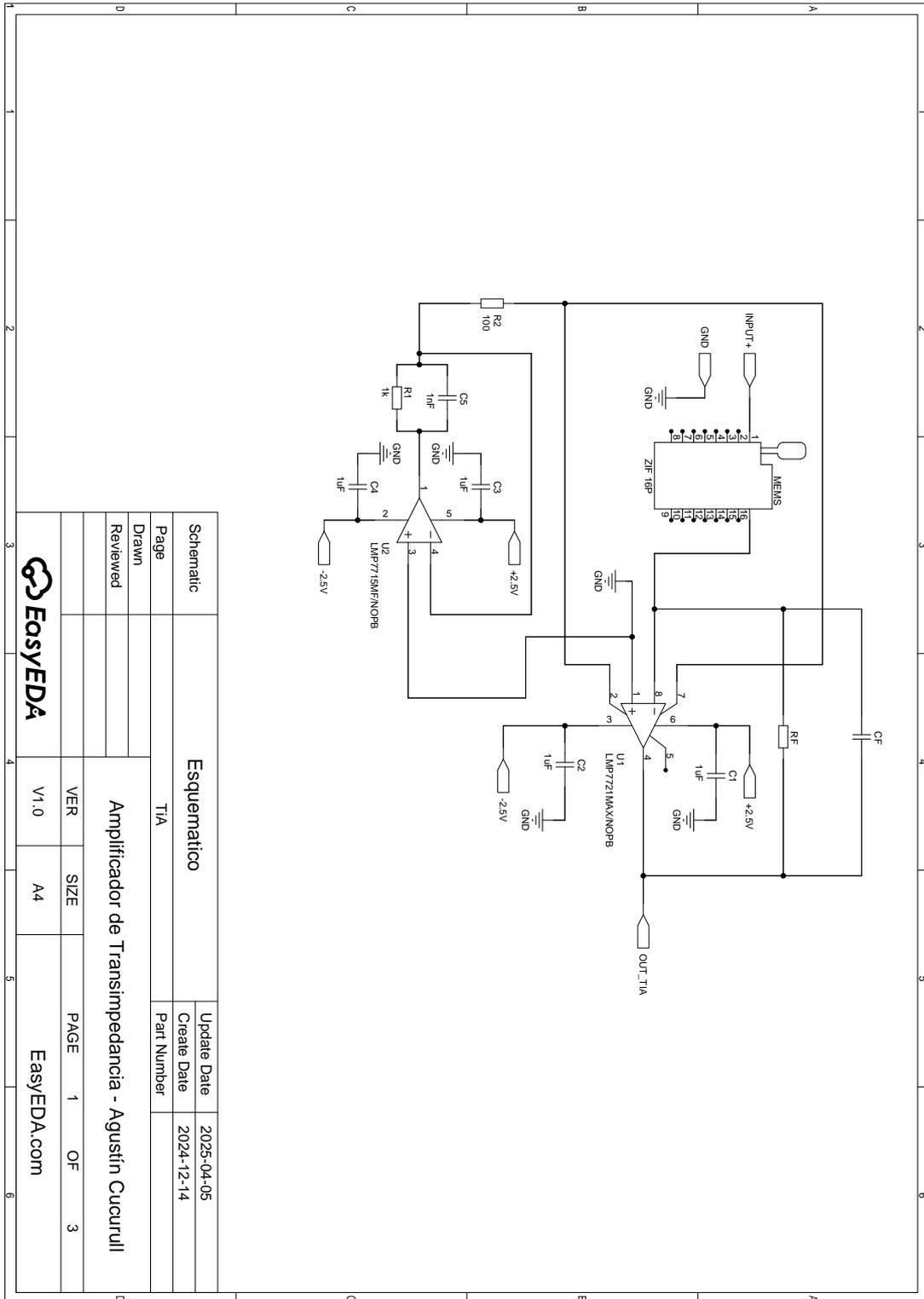


## 14.2 Amplificador de Transimpedancia

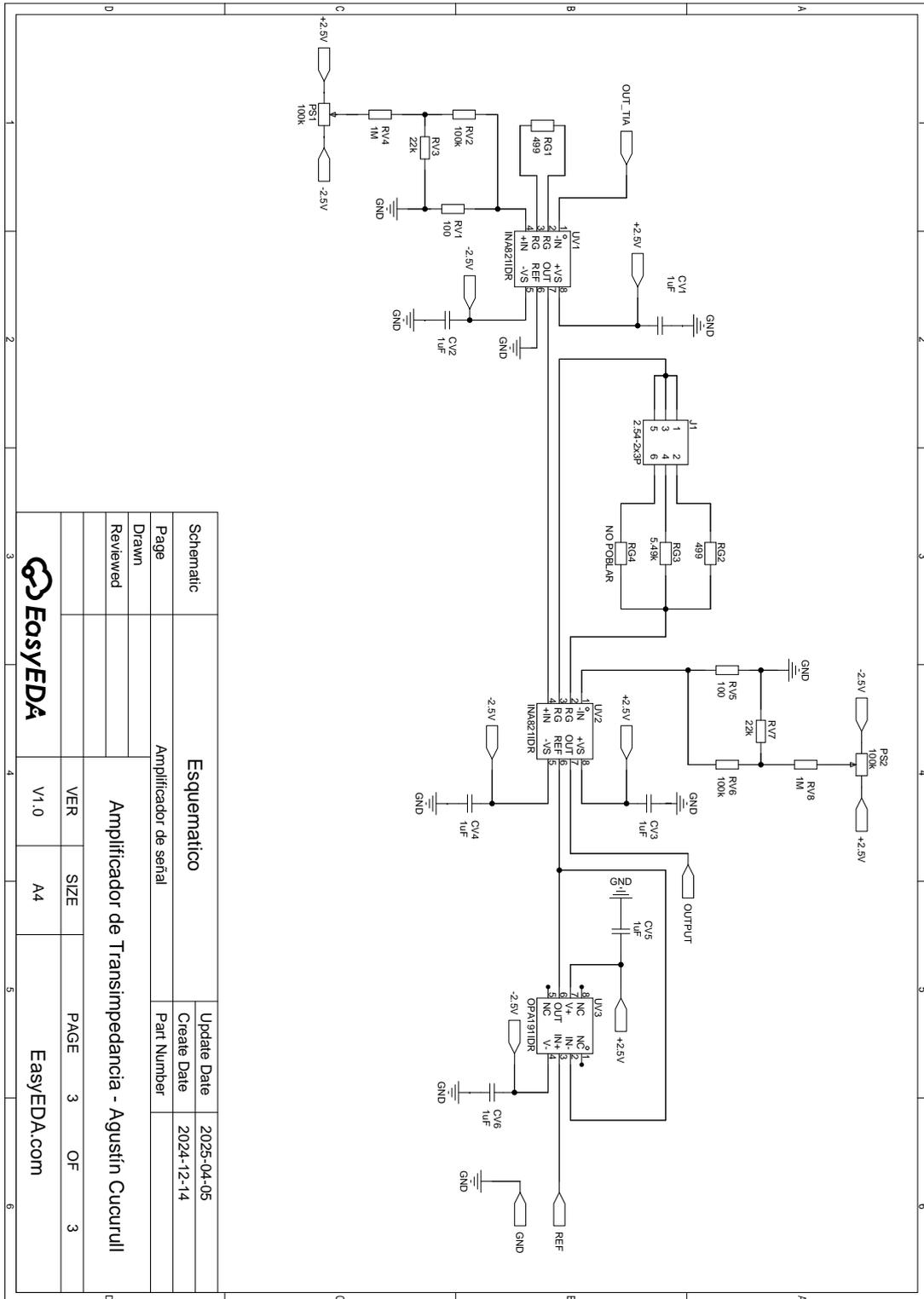
### 14.2.1. Power



14.2.2. TIA



14.2.3. Amplificador de señal



### 14.3 Zero Crossing

Schematic	Esquemático		Create at	2025-02-12
Board	Zero Crossing		Update at	2025-03-28
Drawn			Page	P1
Reviewed				
		Zero crossing - Agustín Cucurull		
		Version	Size	Page 1 Total 1
		V1.0	A4	EasyEDA.com

## 14.4 PLL y atenuador

