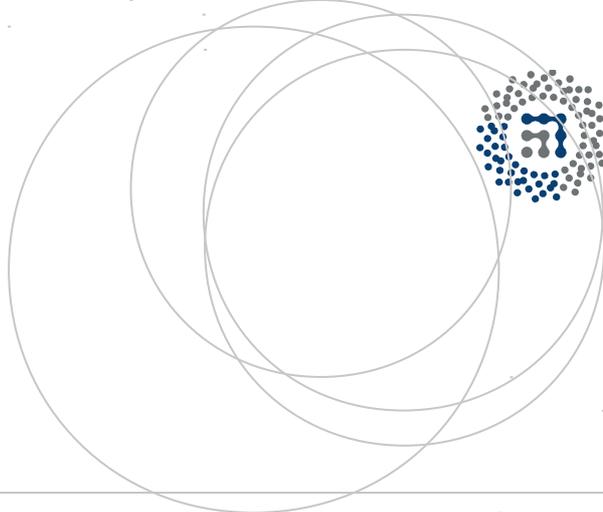


eman ta zabal zazu



Universidad  
del País Vasco

Euskal Herriko  
Unibertsitatea



ZTF-FCT

Zientzia eta Teknologia Fakultatea  
Facultad de Ciencia y Tecnología



Euskadi  
2006

Gradu Amaierako Lana / Trabajo Fin de Grado  
Ingeniaritza Elektronikoko Gradua / Grado en Ingeniería Electrónica

# **Electrónica para el acondicionamiento de señal en sensores de posición basados en aleaciones con memoria de forma ferromagnética**

Egilea/Autor:

Xabier Sáez de Cámara García

Zuzendaria/Directora:

Patricia Lazpita Arizmendiarieta

Zuzendarikidea/Codirector:

Jorge Feuchtwanger Morales

## Resumen

En este trabajo se han diseñado y construido dos sensores de posición usando como elemento principal una aleación de composición Ni-Mn-Ga. Este material forma parte del grupo de aleaciones llamadas aleaciones ferromagnéticas con memoria de forma. Las propiedades de estos materiales se deben a una transformación de fase entre dos estados sólidos llamados austenita y martensita (transformación martensítica). En el estado martensita estos materiales son muy maleables y las deformaciones que sufren en este estado se pueden usar para crear sensores y actuadores.

El primer sensor construido se basa en las variaciones de resistencia al deformar la muestra, mientras que el segundo sensor se basa en variaciones de sus propiedades magnéticas.

Antes de diseñar los sensores se han caracterizado las propiedades del material para conocer su comportamiento. Para llevar a cabo las medidas de caracterización se han creado distintos soportes con una impresora 3D.

Finalmente se han diseñado y construido los dos sensores y se ha medido la respuesta de los circuitos bajo distintos grados de deformación de la muestra.

## Agradecimientos

En especial a mis directores Jorge Feuchtwanger, por toda su ayuda a lo largo de todo el trabajo, y a Patricia Lazpita por las correcciones de esta memoria.

También agradezco la ayuda de Iñaki Orue de SGIker a la hora de caracterizar la muestra y a Joaquin Portilla por resolver alguna duda que ha surgido en el diseño de los circuitos.

# Índice general

<b>1. Aplicaciones e introducción teórica</b>	<b>3</b>
1.1. Uso en sensores y actuadores . . . . .	3
1.2. Transformación martensítica . . . . .	6
1.3. Propiedades de la transformación martensítica . . . . .	7
1.3.1. Estructura cristalográfica . . . . .	7
1.3.2. Modelo de resistencia de la FSMA . . . . .	9
1.3.3. Propiedades magnéticas . . . . .	10
1.4. Objetivos del trabajo . . . . .	12
<b>2. Descripción de instrumentos y herramientas</b>	<b>13</b>
2.1. Creación de modelos para la estructura del sensor . . . . .	13
2.1.1. Autodesk fusion 360 . . . . .	13
2.1.2. Impresora 3D . . . . .	13
2.2. Caracterización de la muestra . . . . .	14
2.2.1. Amplificador <i>lock-in</i> . . . . .	14
2.2.2. Instrumentos adicionales . . . . .	14
2.3. Simulación de los circuitos . . . . .	15
2.3.1. Pspice students edition . . . . .	15
<b>3. Caracterización de la muestra</b>	<b>16</b>
3.1. Caracterización resistiva . . . . .	17
3.1.1. Fabricación del soporte . . . . .	17
3.1.2. Preparación del experimento . . . . .	17
3.1.3. Resultados . . . . .	20
3.2. Caracterización inductiva . . . . .	21
3.2.1. Fabricación de la bobina . . . . .	21
3.2.2. Preparación del experimento . . . . .	21
3.2.3. Resultados . . . . .	22

<b>4. Diseño de los sensores</b>	<b>25</b>
4.1. Circuito basado en la resistencia . . . . .	25
4.1.1. Simulación del circuito . . . . .	28
4.1.2. Montaje del circuito . . . . .	30
4.2. Circuito basado en la inductancia . . . . .	32
4.2.1. Diseño de las partes del circuito . . . . .	33
4.2.2. Simulación de los circuitos . . . . .	37
4.2.3. Montaje del circuito . . . . .	40
<b>5. Conclusiones</b>	<b>47</b>

# Capítulo 1

## Aplicaciones e introducción teórica

Este trabajo se centrará en el diseño y construcción de dos circuitos electrónicos para crear un sensor de posición usando como elemento principal una aleación de Ni-Mn-Ga. Ese material pertenece a la clase de las aleaciones con memoria de forma ferromagnéticas (FSMA, *Ferromagnetic Shape Memory Alloys*). A estas aleaciones se les suele llamar materiales inteligentes, ya que son capaces de responder a estímulos externos como por ejemplo tensiones mecánicas, variaciones de temperatura, campo magnético... con un cambio en la estructura interna del material. Caracterizando esos cambios en la estructura, los materiales inteligentes se pueden usar como sensores o actuadores.

En este primer capítulo se verá la utilidad de las aleaciones con memoria de forma para la construcción de sensores y actuadores. Después nos centraremos en las características físicas de estas aleaciones –el mecanismo de la transformación martensítica– y sus propiedades principales. Finalmente se detallarán los objetivos de este trabajo.

### 1.1. Uso en sensores y actuadores

Una de las tendencias actuales es la miniaturización de los dispositivos electrónicos, incluyendo también a los sensores y actuadores.

El objetivo de la miniaturización es diseñar actuadores con un buen rendimiento mecánico dentro de un espacio limitado. Para ello es preciso usar elementos ligeros y compactos. En general, las aleaciones con memoria de forma (SMA, *Shape Memory Alloys*) además de cumplir esos requisitos, también

tienen otras características beneficiosas como por ejemplo una actuación silenciosa, grandes deformaciones de 6% – 10% y la capacidad de usar el mismo actuador como sensor (que se explicará posteriormente). En la figura 1.1 se representa la relación potencia/peso de distintos actuadores en función del peso del actuador. Entre los actuadores ligeros, las SMA tienen el mayor ratio potencia/peso.

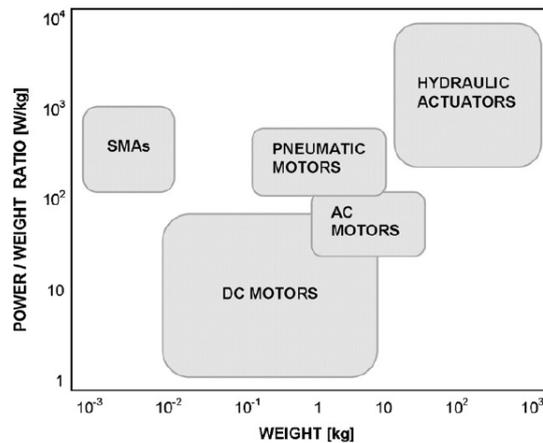


Figura 1.1: Relación entre la potencia y el peso para distintos tipos de actuadores en función del peso del actuador. [1]

En este trabajo nos vamos a centrar en las aleaciones ferromagnéticas con memoria de forma. Las FSMA tienen varias ventajas respecto a las SMA regulares. Con las FSMA se pueden conseguir altas velocidades de respuesta (milisegundos) debido a que se puede modificar su estructura mediante un campo magnético (además de modificarlo térmicamente o mecánicamente), mientras que las SMA corrientes tienen bajas velocidades de respuesta al actuarse térmicamente. Además, las FSMA se pueden operar sin necesidad de contactos físicos [1].

Para conseguir un buen sistema de control es necesario medir de un modo preciso el estado de los actuadores. La solución más inmediata sería añadir un sensor adicional para determinar el estado del actuador, pero teniendo en cuenta necesidades como el bajo coste y un tamaño o peso reducido, se han ideado otros métodos como el llamado *self-sensing*. En la técnica de *self-sensing* se usa el mismo transductor como actuador y sensor simultáneamente. Por ejemplo, se pueden medir las variables eléctricas del actuador para determinar su estado mecánico. Las variables eléctricas medidas se usan como la retroalimentación del sistema de control que se encarga de controlar,

por ejemplo, la longitud del actuador.

Para obtener una señal precisa, tiene que haber una relación entre las variables medidas y las controladas. Los actuadores piezoeléctricos, electromagnéticos y polímeros son los más usados con este método.

Otra ventaja interesante de esta técnica es que al estar constantemente monitorizando el estado del transductor, se pueden detectar fatigas o desperfectos en el mismo material si las medidas se desvían de su valor esperado [2].

Un ejemplo de actuador comercial desarrollado por AdaptaMat basado en las FSMA se puede ver en la figura 1.2. Este actuador está compuesto por dos elementos de Ni-Mn-Ga ( $20 \times 2,5 \times 1,0 \text{ mm}^3$  cada uno). Un electroimán en el interior produce el campo magnético para alargar los dos cristales, el movimiento se transmite al pistón que se ve en la figura 1.2 y puede alcanzar un recorrido máximo de  $0,7 - 0,8 \text{ mm}$ . El interior también contiene un muelle para recuperar las dimensiones originales de la muestra al eliminar el campo [1].



Figura 1.2: Actuador comercial de AdaptaMat basado en FSMA.

En el artículo [3] usan ese mismo dispositivo de AdaptaMat para crear un actuador con control de posición nanométrica consiguiendo una precisión de unos  $25 \text{ nm}$ . Uno de los problemas principales que han encontrado es la gran histéresis y la poca repetibilidad del dispositivo de AdaptaMat debido al calentamiento de la muestra por el electroimán y a las propiedades microestructurales de los cristales. Para resolver el problema usan un sistema de control PID (Proporcional, Integral y Derivativo) con ganancia variable y compensación de histéresis.

## 1.2. Transformación martensítica

El mecanismo responsable de las propiedades características de las aleaciones con memoria de forma radica en la transformación martensítica, que las dota de distintas propiedades como la memoria de forma, superelasticidad y el efecto magnetocalórico.

La transformación martensítica es una transformación de fase de primer orden sin difusión entre dos estados sólidos. El nombre martensita se debe al metalurgo Adolf Martens (1850 – 1914) que estudió una nueva fase que se encontraba en aleaciones basadas en hierro (acero). En este proceso se encontró una transformación estructural de una fase con red cristalina cúbica centrada en las caras (fcc), llamada austenita, que pasaba a otra fase con red cúbica centrada en el cuerpo (bcc), martensita, cuando la muestra era sometida a enfriamiento. Se encontró que este tipo de transformaciones no ocurren exclusivamente en el acero, sino también en sólidos de distinta naturaleza tales como metales, aislantes, semiconductores. . . Por el año 1930 se encontró la transformación martensítica en aleaciones que no estaban basadas en el hierro. Fue en estos materiales donde se descubrieron propiedades como la superelasticidad y el efecto de memoria de forma entre otros [4].

Una propiedad común para cualquier transformación martensítica es que son transformaciones displacivas: el movimiento de los átomos es menor que la distancia interatómica. También es una transformación sin difusión, la composición atómica no varía en el proceso, por lo tanto, la fase austenita y martensita tienen la misma composición.

Respecto a las propiedades térmicas, la austenita está asociada a una fase de alta temperatura, mientras que a la martensita le corresponde la fase de baja temperatura. Al ser una transformación de primer orden existirá un rango de temperaturas en el que coexistan las dos fases en equilibrio termodinámico. Un proceso de este tipo siempre tendrá un ciclo de histéresis, por lo que es conveniente distinguir dos transformaciones: la transformación directa y la transformación inversa, tal como se ve en la figura 1.3.

En la transformación directa pasamos de la fase austenita a la martensita enfriando la muestra, se definen  $M_s$  y  $M_f$  (*martensite start* y *finish*). En la inversa se pasa de la fase martensita a la austenita calentándola ( $A_s$  y  $A_f$  para *austenite start* y *finish*) [4].

En esta transformación siempre se da que  $M_s < A_f$  y  $M_f < A_s$ , creando así el ciclo de histéresis. En la misma figura también se aprecia la estructura cristalográfica en la fase austenita y en la martensita. La fase austenita tiene una red de alta simetría (generalmente cúbica), mientras que la red de la martensita tiene una simetría menor.

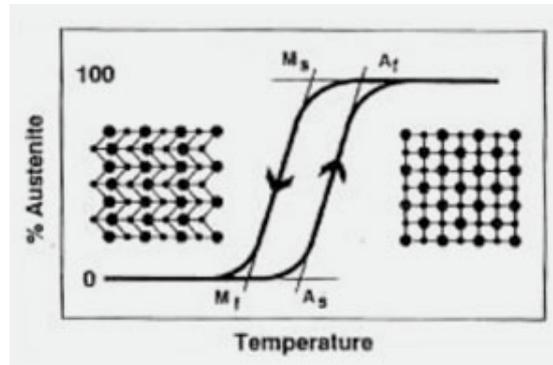


Figura 1.3: Temperaturas de transformación martensítica características y la estructura cristalográfica de cada fase. [5]

### 1.3. Propiedades de la transformación martensítica

Como se ha dicho, la transformación martensítica dota a los materiales de ciertos efectos curiosos como el efecto de memoria de forma y la superelasticidad. Estas propiedades se basan en que las dos fases tienen distinta estructura cristalográfica.

#### 1.3.1. Estructura cristalográfica

En la transformación martensítica la red cristalográfica asociada a cada fase es distinta. La fase austenita de alta temperatura tiene una red con alta simetría, generalmente una red cúbica. La fase martensita tiene menor simetría, por lo tanto es una fase degenerada, cuyo sistema cristalino puede corresponder al triclínico, monoclinico, ortorrómbico, tetragonal o trigonal.

Al pasar de una estructura de alta simetría a otra menor es posible hacerlo de distintos modos deformando la red en direcciones distintas pero energéticamente equivalentes. Esta diferencia de simetría crea las distintas variantes martensíticas. Las variantes son regiones dentro del cristal en el que la estructura cristalográfica está orientada en una dirección dada. Zonas con una estructura cristalográficamente equivalente pero con distinta orientación espacial se consideran como variantes distintas. En ausencia de un campo exterior que cree una dirección privilegiada todas las variantes posibles son igual de probables [4].

En lo que a nuestro caso respecta, el cristal de Ni-Mn-Ga pasa de una fase austenita cúbica a la fase martensita con simetría tetragonal. La celda

de unidad tetragonal es un prisma de base cuadrada y ángulos rectos de dimensión  $a \times a \times c$ ,  $c \neq a$ . En nuestro caso  $c = 0,94a$ . Se puede pasar de una celda cúbica a una tetragonal deformando el cubo en uno de los tres ejes espaciales, por lo tanto, serán tres los distintos tipos de variantes que nos podemos encontrar. Sin embargo, con un tratamiento térmico adecuado se puede conseguir que el material presente solo dos de las tres variantes posibles (que es el caso de nuestra muestra). En definitiva, las variantes son regiones distintas dentro del cristal en el que el eje distinto (eje  $c$ ) de las celdas apunta en la misma dirección. La frontera entre las variantes se denomina frontera de macla [3]. La estructura de variantes se ve en la figura 1.4 a).

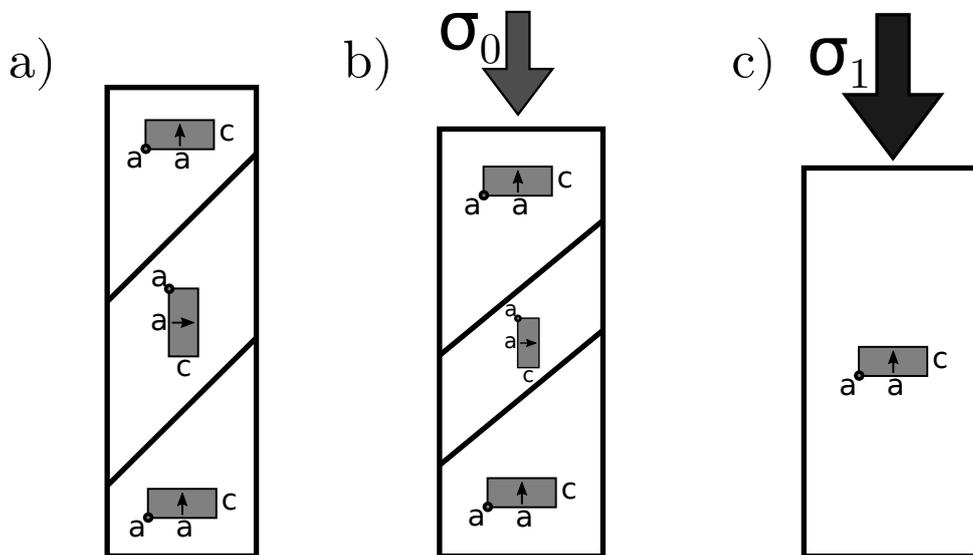


Figura 1.4: Estructura de variantes en un cristal FSMA bajo distinta tensión. a) estado inicial. b) al comprimir ligeramente la muestra crece la variante favorable a la tensión a expensas de la otra. c) estructura monovariante.

Al enfriar la muestra por debajo de  $M_s$  y pasar a la fase martensita, ésta adquiere una estructura multivariante como ya se ha explicado. Prácticamente no hay un cambio de volumen macroscópico de la muestra por la reacomodación de las variantes, excepto por el ligero cambio en los parámetros de celda. En este estado, la muestra se vuelve muy maleable porque el esfuerzo necesario para mover las fronteras es muy pequeño (1 – 2 MPa) [4, 6].

Al deformar la muestra aplicando tensión en una dirección se favorece la variante con el eje corto paralelo a la dirección de actuación, figura 1.4 b). Al aplicar suficiente tensión es posible convertir todo el cristal en una

estructura de una única variante (la variante favorable a la tensión), figura 1.4 c). Partiendo de un cristal con una única variante, la deformación máxima se dará cuando se aplique una tensión que reoriente todos los ejes cortos en una dirección perpendicular a la inicial. Al reorientar las variantes, el cristal contendrá otra vez una estructura monovariante, pero esta vez de distinto tipo que la anterior. La gran deformación se debe a la diferencia de longitud entre los lados  $a$  y  $c$  de las celdas [7].

### 1.3.2. Modelo de resistencia de la FSMA

Un cristal con una estructura de dos variantes es un elemento resistivo que se puede modelar como dos resistencias en serie (figura 1.5). Cada variante tiene distinta resistencia debido a la distinta geometría de sus celdas de unidad.

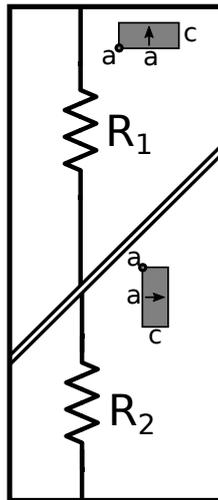


Figura 1.5: Modelo de resistencia de una muestra FSMA con dos variantes. Todas las variantes de un tipo se han agrupado en la parte superior y las otras en la inferior.

Definimos  $N_1$  como el número de celdas en la variante 1, y  $N_2$  el número de celdas de la variante 2. La resistencia depende de la resistividad del material y de su geometría  $R = \rho \frac{L}{A}$ . Entonces, la resistencia que ofrece la variante 1 sería:

$$R_1 = \rho \frac{c}{a^2} N_1$$

La resistencia de la variante 2:

$$R_2 = \rho \frac{a}{ca} N_2 = \rho \frac{1}{c} N_2$$

La resistencia total:

$$R = R_1 + R_2 = \rho \left( \frac{c}{a^2} N_1 + \frac{1}{c} N_2 \right)$$

Definiendo la fracción de variante 1 en la muestra  $\chi_1 = \frac{N_1}{N_1 + N_2}$  la resistencia total se reescribe como:

$$R = \rho \left( \frac{c}{a^2} \chi_1 + \frac{1}{c} (1 - \chi_1) \right) (N_1 + N_2) \quad (1.1)$$

Aplicando una tensión mecánica a la muestra, se modifica la fracción de variante 1 (y por lo tanto la fracción de variante 2) y eso modificará la resistencia total de la muestra según la ecuación (1.1). En el artículo [8] se usa un modelo similar, pero usando las dimensiones macroscópicas de la muestra.

Usando este modelo, se puede ver una similitud entre las variaciones de la resistencia de la FSMA y las de una galga extensométrica.

En el apartado anterior se ha dicho que la deformación máxima se consigue cuando se pasa de una estructura monovariante con todos los lados largos  $a$  de la celda alineados en la dirección de medida (la variante tipo 2 de la imagen), a una estructura monovariante con los lados cortos  $c$  en la dirección de medida (variante 1). En función de la fracción de la variante 1 ( $\chi_1$ ) la longitud de la muestra se puede escribir como:

$$L = L_{max}(1 - 0,06\chi_1) \quad (1.2)$$

Cuando  $\chi_1 = 0$ ,  $\chi_2 = 1$  y  $L = L_{max}$ . Cuando  $\chi_1 = 1$ ,  $\chi_2 = 0$  y  $L = 0,94L_{max}$ , con una deformación del 6%.

### 1.3.3. Propiedades magnéticas

Las aleaciones con memoria de forma ferromagnética son aleaciones en las que la fase austenita, martensita o ambas fases presentan orden magnético. En las FSMA regulares tanto la fase austenita como la martensita son ferromagnéticas. Las FSMA clásicas más estudiadas son las aleaciones de tipo Ni-Mn-Ga.

El campo magnético les otorga un grado de libertad adicional. El hecho de poder controlar la transición de fase mediante el campo magnético hace que los sensores y actuadores tengan mayores frecuencias de actuación, ya que modificar el campo magnético es más rápido que calentar la muestra y esperar a enfriarla.

Anteriormente se ha dicho que una de las propiedades beneficiosas para conseguir grandes deformaciones en este tipo de materiales es que necesitan esfuerzos pequeños para mover las fronteras de macla. Además de esa propiedad, otro requisito importante para las FSMA es una gran anisotropía magnetocristalina [7]. La anisotropía magnetocristalina es la dependencia direccional en las propiedades magnéticas del material. El momento magnético de un material anisótropo tiende a alinearse en una dirección privilegiada (eje fácil), mientras que un material magnéticamente isótropo no tiene ninguna dirección preferente. Para temperaturas inferiores a la temperatura de Curie y también inferiores a la temperatura de transición estructural se crean dominios magnéticos en cada variante martensítica apuntando en la dirección de fácil imanación (alineado con el eje corto de la variante, eje  $c$ ). Cuando se aplica un campo magnético externo, los momentos tenderán a alinearse con el campo para minimizar la energía. Si la anisotropía magnetocristalina es débil, los momentos magnéticos rotarán dentro de cada variante sin que dé lugar a ninguna deformación de la muestra (excepto una pequeña magnetostricción). Cuando la anisotropía magnética es grande, se necesitará un campo mayor para rotar los momentos, pero si además la energía para mover las fronteras de las variantes es menor, será la propia variante la que rote (mientras que el momento magnético permanece en la dirección de fácil imanación) para hacer coincidir la dirección de fácil imanación con la dirección del campo externo y así minimizar la energía [6].

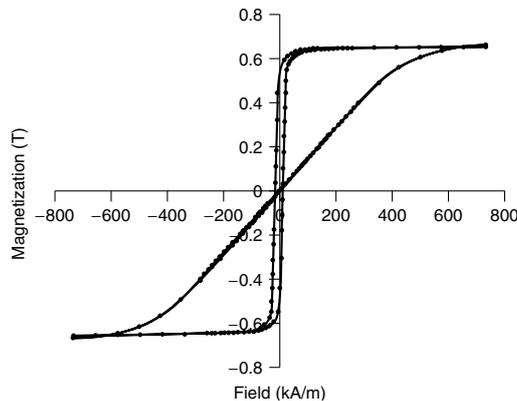


Figura 1.6: Medidas de imanación,  $Ni_{48,8}Mn_{28,5}Ga_{21,7}$  en estado monovariante. Medido con el campo paralelo (respuesta escalonada) y perpendicular (respuesta lineal) al eje  $c$ . [9].

En la figura 1.6 se pueden ver las curvas de imanación en una muestra monovariante de Ni-Mn-Ga. Con el campo paralelo al eje  $c$  ( $H \parallel c$ ), la ima-

nación se satura prácticamente al instante y se debe al movimiento de las fronteras magnéticas, los momentos magnéticos paralelos a  $H$  se quedan como están y los antiparalelos rotan. Con el campo perpendicular al eje  $c$  ( $H \perp c$ ), la pendiente de la curva se debe a la pequeña rotación de los momentos desde el eje  $c$  hasta la dirección del campo (el campo siendo menor que el campo crítico para la rotación de las variantes) [9].

De la figura anterior se puede deducir que cuando el cristal contenga los dos tipos de variantes, la curva de imanación estará en algún lugar entre las dos curvas que se muestran en la figura 1.6 dependiendo de la fracción de cada variante. Si en la muestra la variante que predomina es la que tiene el eje corto paralelo al campo magnético, la curva se asemejará a la respuesta escalonada (una pendiente muy alta) de la figura 1.6. En cambio, si la variante que abunda es la que tiene el eje corto perpendicular a  $H$ , la pendiente de la imanación será similar a la otra respuesta de la figura.

Dicho de otro modo, deformando la muestra estamos modificando la fracción de las dos variantes y en consecuencia la curva de imanación. Por lo tanto, midiendo el estado magnético de la muestra se puede deducir su grado de deformación.

## 1.4. Objetivos del trabajo

El objetivo principal de este trabajo de fin de grado es diseñar y construir un sensor de posición usando una aleación con memoria de forma ferromagnética de Ni-Mn-Ga. Se deformará la muestra cambiando así la longitud de la misma y se usará la técnica del *self-sensing* para determinar su estado midiendo sus propiedades intrínsecas en vez de usar un sensor externo adicional, como por ejemplo, una galga extensométrica.

Para conseguir el objetivo se diseñarán dos circuitos distintos, cada uno usando distintas variables que estarán relacionadas con la deformación de la muestra:

- Circuito basado en las variaciones de resistencia. Un cambio en las dimensiones de la muestra se va a reflejar en variaciones de su resistencia. Midiendo el valor de la resistencia se puede determinar la longitud de la muestra en cada instante.
- Circuito basado en el cambio de la imanación. Al deformar la muestra la reorientación de las variantes modificará la dirección de la imanación.

# Capítulo 2

## Descripción de instrumentos y herramientas

En este capítulo se mencionarán los instrumentos y herramientas principales que se han usado para el desempeño del trabajo.

### 2.1. Creación de modelos para la estructura del sensor

#### 2.1.1. Autodesk fusion 360

Fusion 360 es un software de diseño asistido por ordenador (CAD, *Computer-Aided Design*) para modelado 3D [10]. Para estudiantes, profesores o instituciones académicas el uso del programa es gratuito. Se usará para diseñar un soporte para deformar de un modo controlado la muestra mediante un tornillo micrométrico y medir su resistencia eléctrica. También se diseñará una bobina para usarlo en el circuito basado en la imanación. El diseño de las piezas se presentará en el siguiente capítulo.

#### 2.1.2. Impresora 3D

Las piezas diseñadas con Fusion 360 se imprimirán en plástico ABS en una impresora 3D CubeX Duo disponible en el Departamento de Electricidad y Electrónica de la UPV/EHU. La impresora se ha configurado con un grosor de capa de  $0.25\text{ mm}$ . Las piezas no son sólidas por dentro, tienen una estructura de mallas para darles rigidez y ahorrar la cantidad de plástico usado.

Para alisar las piezas se han lijado los bordes y limpiado la superficie con acetona.

## 2.2. Caracterización de la muestra

### 2.2.1. Amplificador *lock-in*

Para caracterizar magnéticamente la muestra se han usado dos bobinas y como núcleo la muestra deformada a distintas longitudes. Se excita el circuito alimentando la bobina primaria con una señal sinusoidal y la respuesta de la secundaria se mide con un amplificador *lock-in*.

Los amplificadores *lock-in* se usan para detectar y medir señales alternas muy débiles (nanovoltios, microvoltios. . .) en entornos con mucho ruido. Dependiendo del amplificador, es capaz de detectar señales a unos -60 dB SNR (relación señal-ruido), es decir, señales un millón de veces más pequeñas que el ruido de fondo. Usan una técnica de detección sensible a la fase (PSD, *Phase-Sensitive Detection*) para aislar la señal usando una frecuencia de referencia y eliminando el ruido a otras frecuencias. La salida será una señal DC proporcional a la señal AC que se está estudiando. El PSD es un rectificador especial.

El *lock-in* necesita una frecuencia de referencia, la frecuencia de excitación del experimento, que usará para crearse su propia referencia interna. El PSD opera multiplicando la señal de entrada con su referencia interna. En el caso de una señal de entrada sin ruido  $S(t) = A_{in} \sin(\omega_{in} t + \phi_{in})$  y la referencia interna  $R(t) = A_{ref} \sin(\omega_{ref} t + \phi_{ref})$ , cuando  $\omega_{in} = \omega_{ref} = \omega$  la salida:

$$X_{psd}(t) = R(t)S(t) = \frac{A_{in}A_{ref}}{2} [\cos(\phi_{ref} - \phi_{in}) - \cos(2\omega t + (\phi_{ref} + \phi_{in}))]$$

Al aplicar un filtro pasa-bajo a  $X_{psd}$  se consigue una señal DC proporcional a la amplitud de la señal y sensible a la diferencia de fase entre la señal y la referencia.

En un caso real, la señal va acompañada de ruido a distintas frecuencias y fases. Si el ruido tiene una frecuencia similar a  $\omega_{ref}$  aparecerá una componente  $\cos((\omega_{ref} - \omega_{ruido})t + \phi)$  a muy baja frecuencia, pero con un filtro adecuado se puede eliminar [11].

El diagrama de bloques de un amplificador *lock-in* se muestra en la figura 2.1. La preamplificación (tanto de la señal como del ruido) y el filtrado es necesario para conseguir una señal óptima a la entrada del PSD.

### 2.2.2. Instrumentos adicionales

A lo largo del trabajo se han usado distintos equipos habituales como fuentes de corriente, fuentes de tensión, generadores de señales y osciloscopios

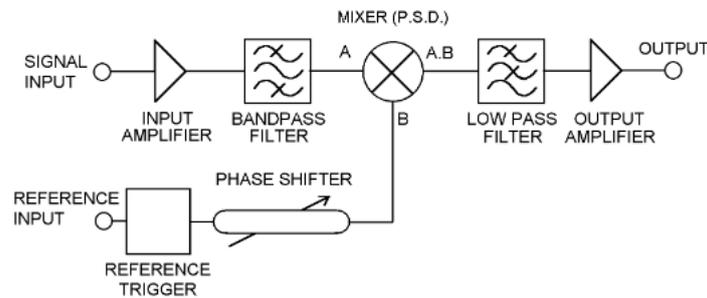


Figura 2.1: Diagrama de bloques de un amplificador *lock-in* típico. [11]

para capturar las señales.

## 2.3. Simulación de los circuitos

### 2.3.1. Pspice students edition

El diseño de los circuitos para el acondicionamiento de la señal del sensor se han simulado con el programa PSpice 9.1 Student Version [12] (versión gratuita) antes de construir físicamente los circuitos. El programa permite simular la respuesta en frecuencia de un circuito, hacer análisis en el tiempo, en DC... entre otras cosas.

## Capítulo 3

### Caracterización de la muestra

Antes de crear los circuitos de acondicionamiento, tenemos que caracterizar la muestra para conocer su comportamiento eléctrico y magnético bajo distintas condiciones de deformación del cristal. Estos datos se usarán para calcular las ganancias necesarias, valores de las resistencias... de los circuitos.

La muestra de Ni-Mn-Ga en su estado extendido tiene unas dimensiones de aproximadamente  $9,6 \times 19,42 \times 0,9 \text{ mm}^3$ . Cuando la muestra se comprime al máximo, sufre un cambio en sus dimensiones de un 6%. Estas dimensiones se representan en la figura 3.1. En este trabajo, la muestra siempre se ha manipulado en la fase martensítica.

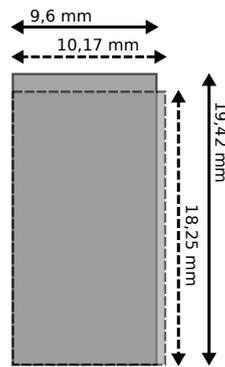


Figura 3.1: La muestra en su estado extendido (líneas continuas) y en el estado comprimido (líneas discontinuas).

Como se ha dicho antes, se diseñarán dos circuitos, uno basado en la resistencia eléctrica y el otro en las propiedades magnéticas. Por lo tanto, son necesarias dos caracterizaciones distintas. En este capítulo, primero se estudiarán las propiedades resistivas y después las inductivas.

## 3.1. Caracterización resistiva

### 3.1.1. Fabricación del soporte

El diseño del soporte en Autodesk fusion 360 y el resultado final montado se muestran en la figura 3.2 (a) y (b). Las piezas impresas en 3D se han tratado recortando los bordes, alisando la superficie con acetona y taladrando los agujeros con las dimensiones adecuadas.

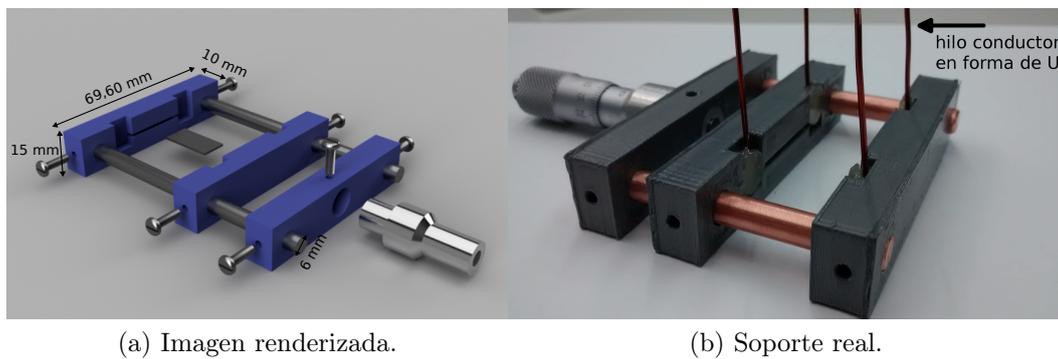


Figura 3.2: Diseño del soporte para las medidas de resistencia de la muestra. (a) modelo 3D y (b) resultado final.

Las dos piezas rectangulares de los extremos están fijadas a los dos raíles mediante los tornillos (métrica 3), el micrómetro va fijado a uno de ellos con otro tornillo vertical. La pieza rectangular del centro se desliza a lo largo de los raíles (empujado por el micrómetro) para comprimir la muestra. En la figura se puede apreciar una muesca horizontal en la pieza rectangular del medio y del extremo sin micrómetro. Esa muesca cumple dos funciones: sirve para encajar la muestra entre las dos piezas y para hacer pasar un hilo conductor de cobre para hacer contacto con la muestra, figura 3.2 (b). Los dos huecos que hay en los extremos de la muesca son para dar salida y fijar los hilos conductores.

### 3.1.2. Preparación del experimento

Se espera que la resistencia de la muestra sea del orden de unos pocos  $m\Omega$ . Debido a la baja resistencia que presenta la muestra, no se pueden hacer medidas con la función de medir resistencias de un multímetro regular, ya que la resistencia de los cables de cobre supera la de la muestra (un cable de cobre de 50 cm de largo y 0,5 mm de diámetro tiene una resistencia de unos 43  $m\Omega$ ).

Para superar este problema se va a hacer una medida a 4 hilos –método Kelvin– [13]. La comparación de las dos técnicas se resume en la figura 3.3.

En (a) la medida de la resistencia incluye la resistencia de los cables  $R_{cable}$ . Este método no es apropiado para valores pequeños de  $R_{test}$  como ocurre en nuestro caso. En (b) el circuito se alimenta con una fuente de corriente, pero la medida de la caída de tensión en  $R_{test}$  se mide directamente entre los dos terminales de la resistencia, ignorando  $R_{cable}$ . Como la impedancia de un voltímetro es muy grande, prácticamente no fluye corriente por él y también se puede ignorar el efecto de las resistencias  $R'_{cable}$ .

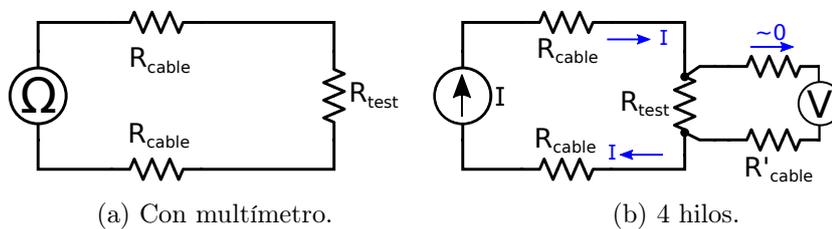


Figura 3.3: Dos métodos para medir la resistencia  $R_{test}$ . (a) usando multímetro  $R = 2R_{cable} + R_{test}$ . (b) a cuatro hilos  $R = V/I \approx R_{test}$

### Primeras medidas y problemas

En la primera versión se ha colocado la muestra directamente en el soporte. Para hacer la medida a cuatro hilos se ha usado una fuente de corriente a 100 mA a través de los dos hilos conductores (figura 3.2 (b)), la muestra se encarga de cerrar el circuito. La tensión se mide en el otro par de hilos. La muestra, inicialmente extendida, se ha ido comprimiendo cada 0.1 mm usando el micrómetro del soporte y se ha medido la diferencia de tensión a cada longitud. Las medidas se han repetido cuatro veces. Los resultados de estas medidas no se recogen en este trabajo ya que en la siguiente sección se muestran otras medidas más precisas, pero de esta prueba se pueden sacar varias conclusiones:

#### Ventajas

- ✓ Hay una variación apreciable en la tensión. Un  $\sim 40\%$  respecto a la tensión inicial.
- ✓ La tendencia es lineal. La tensión disminuye linealmente a medida que se va comprimiendo la muestra.

### Problemas

- ✗ La tensión tiene mucha deriva. A una longitud dada, la tensión medida varía con el tiempo considerablemente, no se mantiene constante.
- ✗ Las medidas no son muy reproducibles. La tensión inicial de la muestra varía entre las medidas.
- ✗ El contacto entre la muestra y los hilos conductores no parece muy adecuado. Tocando los contactos se ve que la tensión de salida cambia de golpe.

### Soluciones

Para mejorar las conexiones de los contactos se han creado dos alternativas distintas que se muestran en la figura 3.4. En la (a) los cuatro hilos de cobre van adheridos a la superficie de la muestra con pintura de plata. En la (b) se envuelven los dos bordes de la muestra con una placa de latón y se rellena el hueco interior con pintura de plata.



(a) Pintura de plata.

(b) Placas de latón.

Figura 3.4: Distintos tipos de conexiones para mejorar los contactos. (a) conexiones adheridas a la superficie con pintura de plata. (b) Dos placas de latón envolviendo los dos bordes de la muestra, el interior de las placas esta relleno con pintura de plata.

Usando las conexiones con pintura de plata, 3.4(a), los contactos no han aguantado el ciclo de comprimir y extender la muestra ya que la pintura de plata es muy débil. Por lo tanto se descarta este método.

Las placas de latón, 3.4(b), resultan ser el método más fiable para hacer buenas conexiones.

### 3.1.3. Resultados

La muestra se va a comprimir con el soporte, pero esta vez la medida a cuatro hilos se hará usando los cables de la figura 3.4(b) y no los cables integrados en el soporte de la figura 3.2(b). Con la fuente de corriente a 100 mA, los resultados de la medida se aprecian en la figura 3.5.

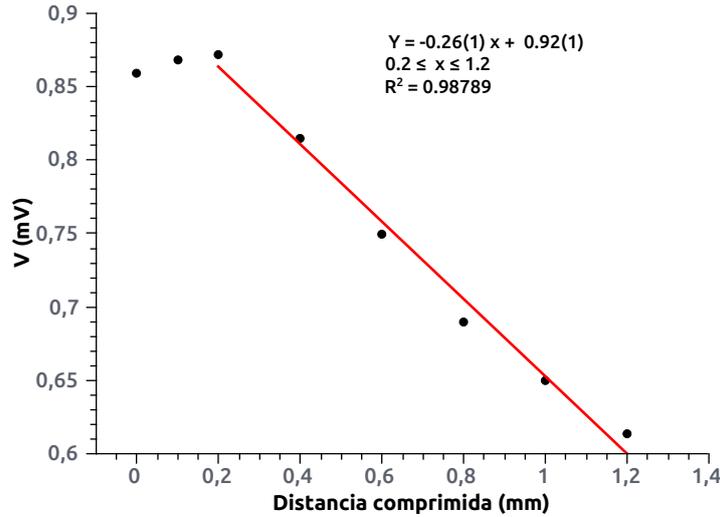


Figura 3.5: Resultados de la medida a cuatro hilos con una fuente de corriente a 100 mA.

En esta medida la tensión también presenta derivas. Los datos de la figura 3.5 se han recogido intentando mantener el mismo intervalo de tiempo entre medidas. La longitud inicial de la muestra es de 19,42 mm y la final 18,25 mm, se ha comprimido al máximo. Los dos puntos iniciales no siguen la tendencia general probablemente porque el soporte no estaría ajustado completamente al principio. Esos puntos se han ignorado en la regresión lineal que se presenta a continuación, siendo  $x$  la distancia comprimida de la muestra en milímetros:

$$V(mV) = -0,26(1) \left[ \frac{mV}{mm} \right] x + 0,92(1) [mV] \quad (3.1)$$

$$R(m\Omega) = -2,6(1) \left[ \frac{m\Omega}{mm} \right] x + 9,2(1) [m\Omega] \quad (3.2)$$

Con el valor de la corriente de 100 mA, la resistencia inicial de la muestra es de  $R_i = 8,7 \pm 0,1$  m $\Omega$  y la final de  $R_f = 6,1 \pm 0,1$  m $\Omega$ . Una variación respecto a la resistencia inicial del 29,9%. La resistividad de la muestra es aproximadamente de  $3,8 \times 10^{-6}$   $\Omega m$ .

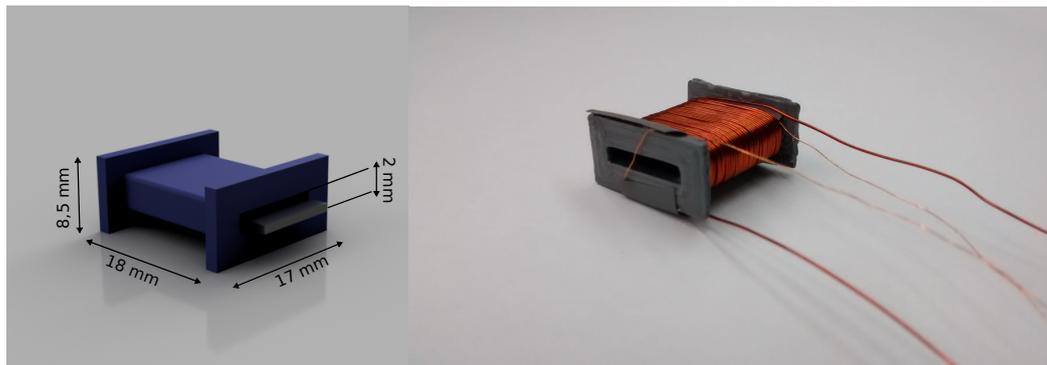
Este experimento, y otras repeticiones, se han hecho siempre comprimiendo la muestra ( largo  $\rightarrow$  corto ) por la dificultad de medir en la otra dirección con el soporte. No se ha comprobado si deformando en la otra dirección varían o no los resultados.

## 3.2. Caracterización inductiva

La muestra se va a introducir entre dos bobinas, una primaria y otra secundaria. Se excitará la primaria con una señal alterna y se captará la respuesta inducida en la bobina secundaria.

### 3.2.1. Fabricación de la bobina

La estructura para montar las dos bobinas se puede ver en la figura 3.6.



(a) Imagen renderizada.

(b) Bobina real.

Figura 3.6: Diseño de la bobina. (a) modelo 3D y (b) resultado final.

La bobina primaria tiene 71 espiras y una resistencia de aproximadamente  $5 \Omega$ , la secundaria 284 espiras y  $20 \Omega$ . Una relación de 1:4. Las bobinas están una encima de la otra, como puede verse en la figura 3.6 (b). La muestra se introduce en el hueco del centro.

### 3.2.2. Preparación del experimento

Como ya se ha explicado en el primer capítulo, al deformar la muestra se modifica la fracción de las variantes y esto genera un cambio en la imanación del cristal. Por lo tanto, la permeabilidad del material varía dependiendo de su estado de deformación. Entonces, si usamos la muestra como núcleo que acopla una bobina primaria con otra secundaria, la señal inducida será

distinta dependiendo de la permeabilidad de la muestra, que varía con la deformación del cristal.

Se alimenta la bobina primaria con una señal sinusoidal, que también será la señal de referencia del amplificador *lock-in*. La variación del flujo magnético que crea la bobina se acoplará a la secundaria generando una tensión en la entrada del amplificador *lock-in*. Dependiendo de la longitud de la muestra, la tensión inducida tendrá distinto valor.

También se analizará la forma de las señales usando un osciloscopio para conocer el modo en el que puede afectar el ruido.

### 3.2.3. Resultados

El valor de los resultados con el amplificador *lock-in* para señales de excitación a distinta frecuencia aparecen en la tabla 3.1. Con la muestra corta la señal inducida es mayor que con la muestra alargada y a frecuencias más altas la diferencia entre los valores va aumentando.

Frecuencia (Hz)	Estado	$V_{pp}$ (mV)	$V_{largo} - V_{corto}$ ( $\mu$ V)
80	Vacío	3,238	-
	Largo	3,380	243
	Corto	3,623	
100	Vacío	4,043	-
	Largo	4,226	325
	Corto	4,551	
140	Vacío	5,664	-
	Largo	5,915	437
	Corto	6,352	

Tabla 3.1: Medida del *lock-in* para entradas sinusoidales a 5 V y distinta frecuencia. La bobina sin muestra se representa mediante “Vacío”, el interior de la bobina con la muestra alargada con “Largo” y comprimida con “Corto”.

Un detalle interesante que se ha observado es que la muestra es muy sensible a la imanación remanente que queda al poner un material magnético cerca. Para deformar y medir la muestra se han usado dos calibres distintos, dependiendo de su disponibilidad en el laboratorio. Uno de los calibres está ligeramente imantado, el otro no. Dependiendo del calibre que se use para comprimir la muestra, los resultados de la tensión inducida difieren, aunque

el valor de  $V_{largo} - V_{corto}$  se mantiene aproximadamente igual en cualquier caso para cada medida. También se ha probado poniendo un pequeño imán de cocina en un extremo de la muestra mientras se mide con el amplificador. Los resultados con imán y sin imán también difieren para las tensiones de salida, pero la diferencia de tensión entre los estados largo y corto sigue siendo similar.

Para conocer cuál es la magnitud del ruido respecto a la señal secundaria inducida, se van a capturar las señales usando un osciloscopio. La señal de excitación es una señal sinusoidal de 100 Hz y la muestra extendida está dentro de la bobina.

En la figura 3.7 se ve la señal de excitación en color rojo y la señal inducida en la bobina secundaria en negro.

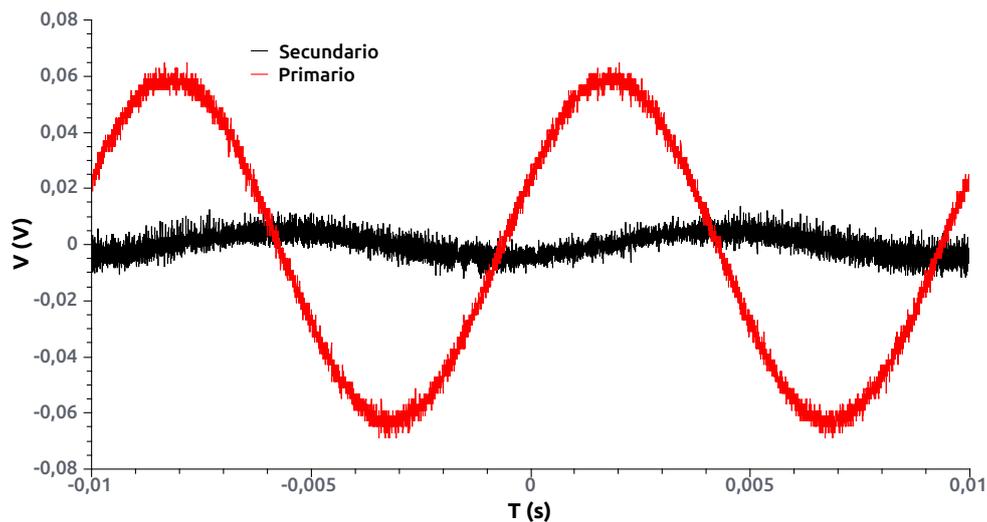


Figura 3.7: Tensión en la bobina primaria (roja) y secundaria (negra) medida con el osciloscopio. Con muestra en la bobina. Señal primaria a 100 Hz.

En la figura 3.8 se puede ver la ampliación de la señal secundaria, que tiene una cantidad de ruido considerable. Aun así, todo el ruido está en un rango de frecuencias muy altas y la forma principal de la señal secundaria se diferencia claramente. Procesando la señal mediante un filtro FFT (*Fast Fourier Transform*) paso-bajo a una frecuencia de corte de 200 Hz, se consigue una señal limpia prácticamente sin ruido, tal como se ve en la línea roja de la figura 3.8.

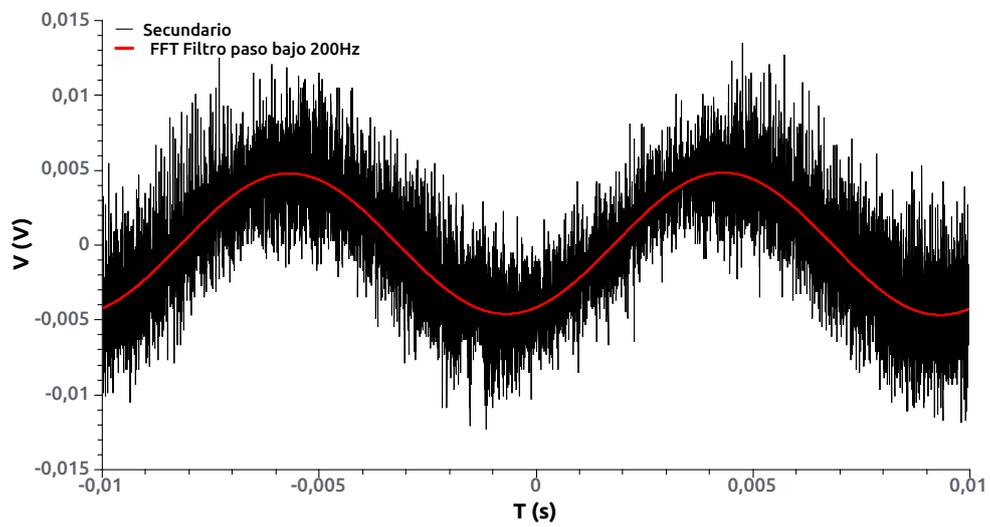


Figura 3.8: Tensión en la bobina secundaria (negra) y la señal procesada con un filtro paso-bajo a una frecuencia de corte de 200 Hz (rojo). Con muestra en la bobina. Señal primaria a 100 Hz.

# Capítulo 4

## Diseño de los sensores

En este capítulo se diseñarán los dos circuitos para crear el sensor de posición. Primero nos centraremos en el circuito basado en la variación de la resistencia eléctrica de la muestra y después en el circuito inductivo.

### 4.1. Circuito basado en la resistencia

Usando los resultados obtenidos en la caracterización, sabemos que la resistencia de la muestra alargada es de unos  $8,7 \text{ m}\Omega$  y al comprimirla la resistencia disminuye linealmente hasta  $6,1 \text{ m}\Omega$ . Es una variación apreciable, pero el orden de magnitud de la resistencia de la muestra es muy bajo comparando con los valores típicos de los resistores en los circuitos.

Una solución habitual para medir resistencias de valores muy pequeños es usando un puente de Wheatstone, figura 4.1 [14]. Uno de los usos del puente de Wheatstone es medir el valor de una resistencia desconocida calibrando el puente con las otras tres resistencias conocidas. Para resolver el circuito se puede considerar cada rama como un divisor de tensión:

$$V_A = V_S \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (4.1)$$

$$V_B = V_S \frac{R_4}{R_3 + R_4} \quad (4.2)$$

$$salida = V_A - V_B = V_S \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) \quad (4.3)$$

El puente se considera que está en equilibrio cuando se cumple  $V_A - V_B = 0$ . Para equilibrar el puente, de la ecuación (4.3) se deduce que las resistencias tienen que cumplir la siguiente relación:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4} \quad (4.4)$$

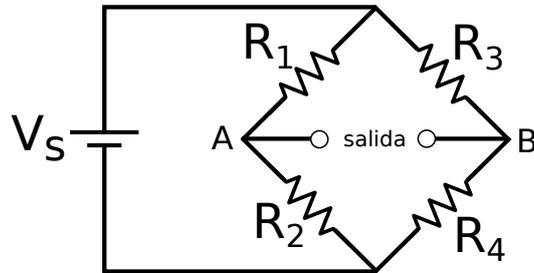


Figura 4.1: Puente de Wheatstone

Si la resistencia  $R_4$  es variable, podemos calibrar el resto de las resistencias equilibrando así el puente para un valor particular de  $R_4$ . Al modificar el valor de  $R_4$ , el puente se desequilibrará creando una tensión de salida  $V_A - V_B$  no nula. La tensión de salida dependerá del valor de  $R_4$  según la ecuación (4.3). En nuestro caso la muestra ocupará el lugar de  $R_4$ . Por lo general la tensión de salida  $V_A - V_B$  del puente será pequeña, por lo que será necesario una etapa de amplificación. El amplificador se construirá con una topología diferencial. El esquema del circuito se resume con la figura 4.2.

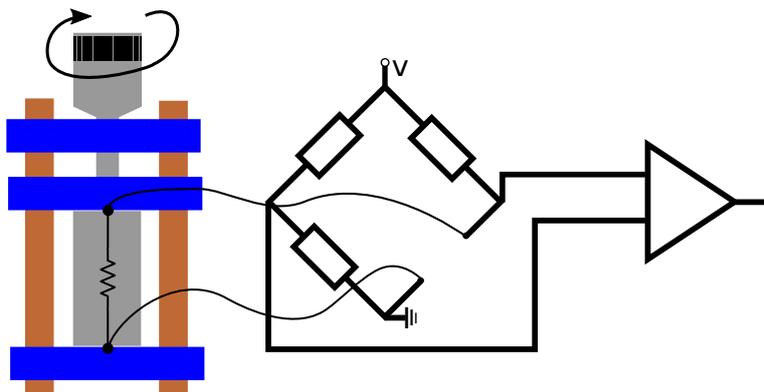


Figura 4.2: Esquema del circuito para medir variaciones de resistencia.

Para amplificar la salida del puente se va a usar un amplificador de instrumentación. Un amplificador de instrumentación es un amplificador diferencial optimizado para conseguir ventajas como:

- Impedancia de entrada muy alta.
- Baja impedancia de salida.
- Alto factor de rechazo en modo común (CMRR, *Common Mode Rejection Ratio*).
- Ganancia ajustable con una única resistencia.

Uno de los circuitos más usados para conseguir esas características se representa en la figura 4.3. La alta impedancia de entrada se consigue mediante los dos amplificadores operacionales (OPAMP, *OPerational AMPlifier*) de entrada en la configuración de seguidor de tensión. El tercer OPAMP es el amplificador diferencial básico [14].

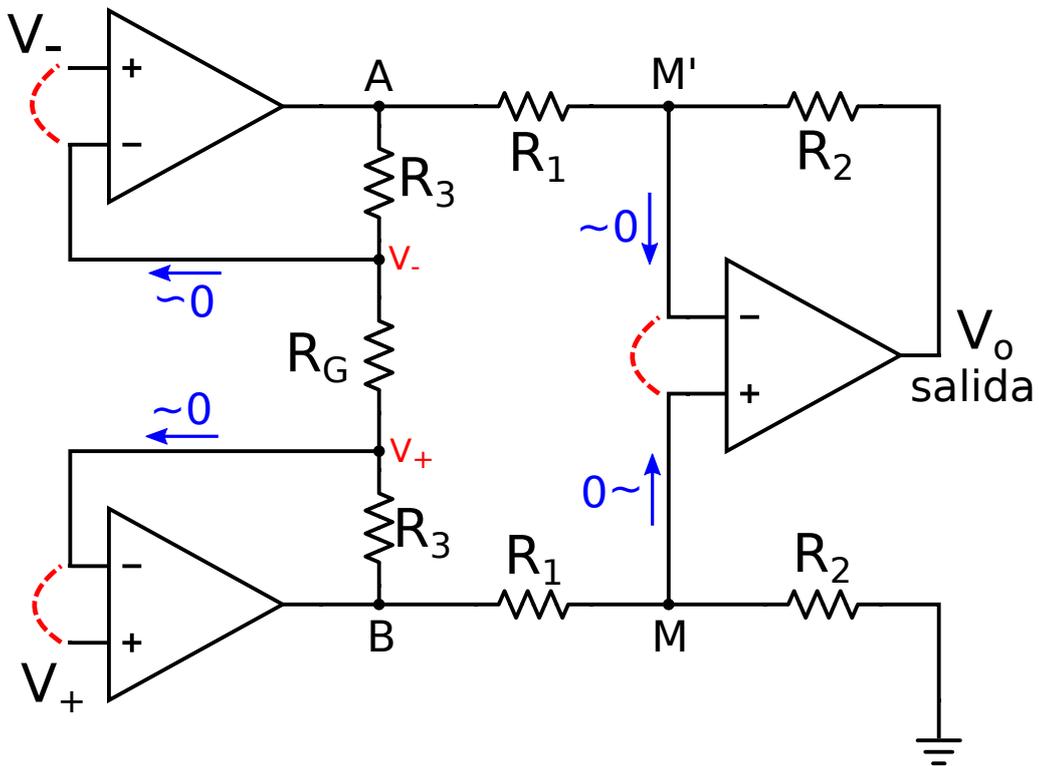


Figura 4.3: Amplificador de instrumentación de 3 OPAMPs.

Considerando que todos los amplificadores son ideales, es sencillo calcular la tensión de salida  $V_o$ . Los dos seguidores de corriente van a fijar la caída de tensión en la resistencia  $R_G$  haciendo pasar una corriente de  $I = \frac{V_+ - V_-}{R_G}$ . Ahora que conocemos la corriente, se puede calcular la tensión en los puntos  $A$  y  $B$ .

$$V_A = V_- - IR_3 \quad (4.5)$$

$$V_B = V_+ + IR_3 \quad (4.6)$$

La rama inferior es un divisor de tensión que fija el valor de  $V_M$ .

$$V_M = V_B \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (4.7)$$

Considerando los OPAMPs ideales  $V_M = V_{M'}$ . Con el valor de  $V_A$  y  $V_{M'}$  se puede calcular la corriente que pasa a través de la rama superior  $I_{sup} = \frac{V_A - V_M}{R_1}$  y finalmente  $V_o = V_M - I_{sup}R_2$ . Juntando las ecuaciones:

$$V_o = (V_B - V_A) \frac{R_2}{R_1} = (V_+ - V_-) \left(1 + \frac{2R_3}{R_G}\right) \frac{R_2}{R_1} \quad (4.8)$$

Fijando los valores  $R_1$ ,  $R_2$  y  $R_3$  la ganancia se puede ajustar con  $R_G$ .

En la práctica se va a usar un circuito integrado AD8226 como amplificador de instrumentación. El AD8226 se basa en la topología de 3 OPAMPs de la figura 4.3 pero con algunas mejoras [16]. La tensión de salida es:

$$V_{out} = \left(1 + \frac{49,4k\Omega}{R_G}\right)(V_{in+} - V_{in-}) + V_{ref} \quad (4.9)$$

#### 4.1.1. Simulación del circuito

Antes de montar el circuito se ha simulado con el programa PSpice. En vez de usar el modelo del AD8226, se ha simulado el amplificador de instrumentación usando el circuito de la figura 4.3. Los parámetros de las resistencias del amplificador se han escogido para que sean iguales a los que usa internamente el AD8226, sacados de [16]. El valor de  $R_G$  es de  $49.9 \Omega$  para conseguir una ganancia de 991. El circuito a simular aparece en la figura 4.4. Cuando la muestra está alargada, el puente debería estar en equilibrio ya que se cumple la relación (4.4). En esta simulación se hará un análisis DC paramétrico para sacar el valor de  $V_{OUT}$  usando como parámetro distintos valores de la resistencia de la muestra. Los resultados obtenidos aparecen en la figura 4.5. En la tabla 4.1 se ven los resultados de la simulación para los dos valores extremos de la resistencia .

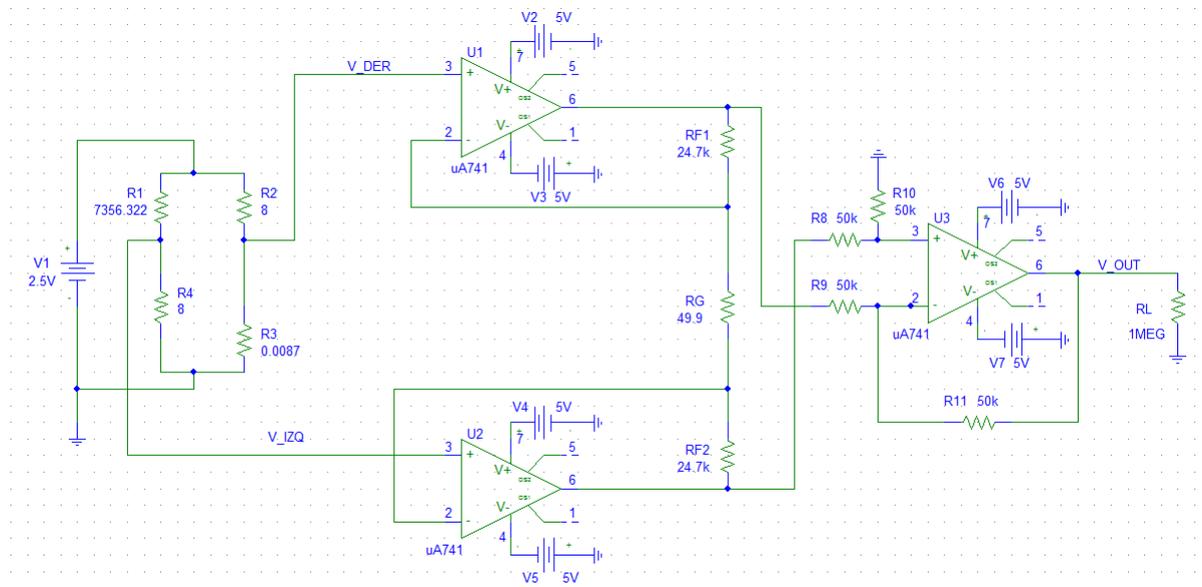


Figura 4.4: Circuito usado para simular la respuesta del sensor basado en variaciones de resistencia.

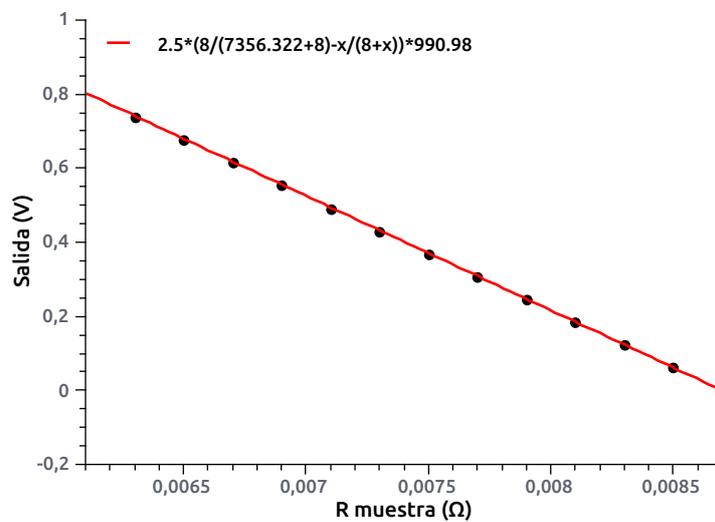


Figura 4.5: Resultados de la simulación del circuito de la figura 4.4 en función de la resistencia de la muestra. También se incluye la curva teórica obtenida de la ecuación (4.3) multiplicada por la ganancia.

Es importante resaltar que la salida del puente de Wheatstone en esta configuración no es lineal, tal como muestra la ecuación (4.3), sustituyendo

R muestra ( $\Omega$ )	V_DER (mV)	V_IZQ (mV)	$\Delta V$ (mV)	V_OUT (mV)
0,0087	2,716	2,715	0,001	-0,58713
0,0061	1,905	2,715	0,81	799,04

Tabla 4.1: Resultados de la simulación del circuito de la figura 4.4 para los valores extremos de la resistencia de la muestra.

los valores de las resistencias, siendo  $r$  la resistencia de la muestra:

$$\Delta V = 2,5 \left( \frac{8}{7364,322} - \frac{r}{8+r} \right) \quad (4.10)$$

Sin embargo, como el valor de la resistencia de la muestra  $r \ll 8$  la salida del puente se aproxima a una curva lineal:

$$\Delta V \approx 2,5 \left( \frac{8}{7364,322} - \frac{r}{8} \right) \quad (4.11)$$

En los resultados de la figura 4.5 se muestra, junto a los datos de la simulación, la curva teórica de la salida del puente (ecuación (4.10)) multiplicada por la ganancia. Los datos se ajustan perfectamente y tiene un comportamiento lineal.

El circuito parece que responde según lo esperado, aunque la salida no es nula cuando la muestra está alargada debido a la dificultad de calibrar exactamente el puente y por los efectos no ideales de los amplificadores, como una impedancia de entrada y un CMRR finitos.

#### 4.1.2. Montaje del circuito

El circuito final se puede ver en la figura 4.6 y una fotografía del circuito montado en la figura 4.7 (sin la muestra). Para calibrar el puente con precisión se ha usado un potenciómetro de 8 k $\Omega$ . El valor de  $R_G = 0,5$  k $\Omega$  nos da una ganancia de 100. A diferencia del circuito simulado con PSpice se ha escogido usar un valor de referencia de 2,5 V tal como recomienda en la hoja de datos [16]. Cuando el circuito está en equilibrio, la salida será de 2,5 V.

La muestra se ha deformado usando el soporte como en el esquema de la figura 4.2. El resultado de las medidas se aprecia en la figura 4.8. La diferencia más destacable respecto a la simulación es que el resultado obtenido solo es lineal para deformaciones menores a 0,3 mm, y no en el rango completo. La no linealidad de la respuesta puede ser debido a varios factores. Por una parte, es posible que mientras más se comprima la muestra, más presión ejerza ésta sobre el soporte, haciendo que las piezas de plástico cedan un poco y

no compriman la muestra como es debido. Por otra parte, los cables para conectar la muestra al puente junto a la resistencia de las placas de latón hacen que a la resistencia inicial de  $0,0087 \Omega$  se le sume la resistencia de dichas conexiones. Al aumentar el valor de la resistencia puede que aumente la no linealidad de la salida del puente.

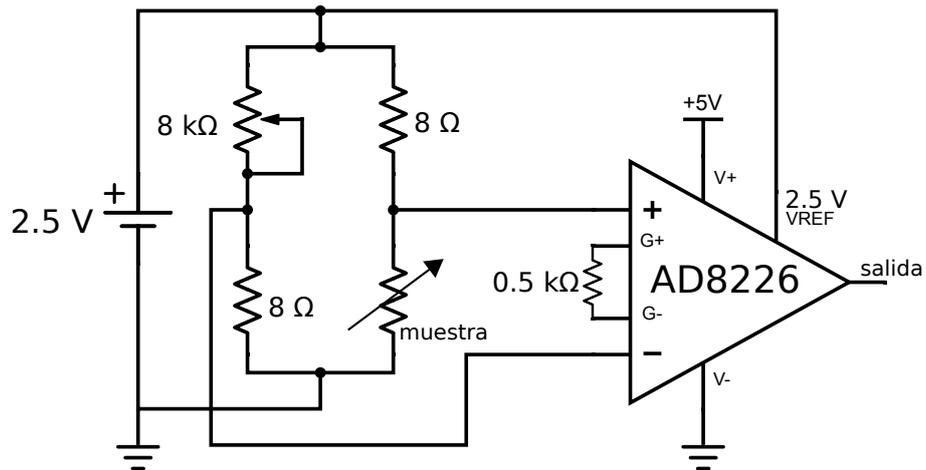


Figura 4.6: Circuito real basado en variaciones de resistencia.

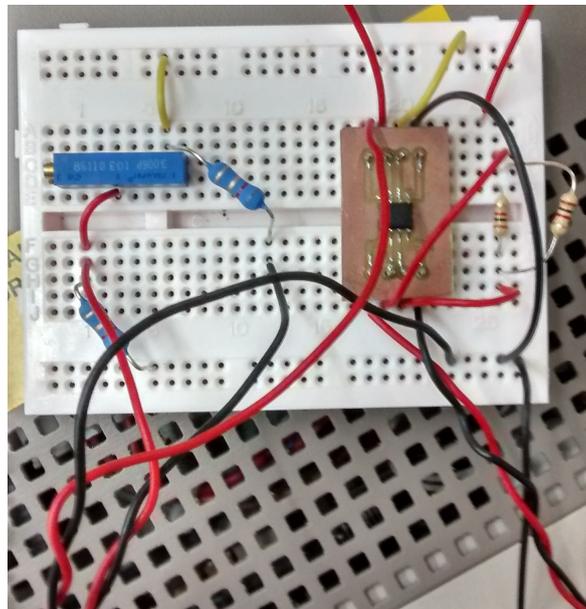


Figura 4.7: Fotografía del circuito montado, sin la muestra.

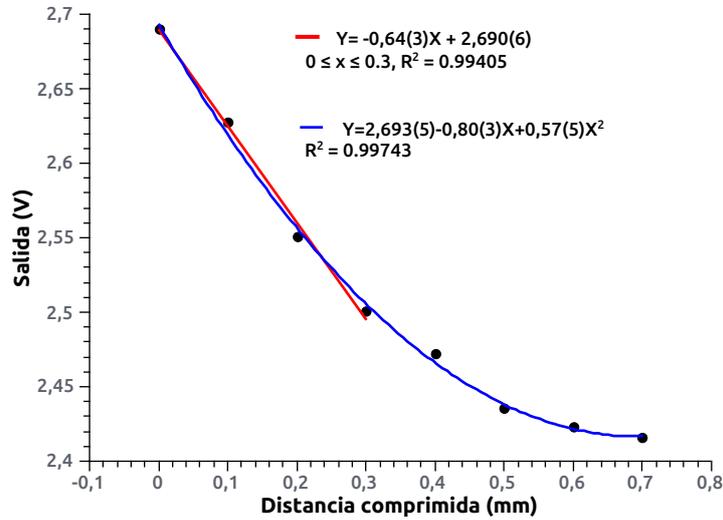


Figura 4.8: Resultados experimentales de la respuesta del circuito basado en variaciones de resistencia.

Se ha comprobado que cuando la salida del circuito es 2,69V (y no a 2,5V) el puente está en equilibrio. Para deformaciones menores a 0,3 mm los resultados se ajustan a la siguiente curva, siendo  $x$  la distancia comprimida:

$$V(V) = -0,64(3) \left[ \frac{V}{mm} \right] x + 2,690(6) [V] \quad (4.12)$$

No se han observado derivas en la salida de este circuito a pesar de los problemas que teníamos con las derivas al caracterizar la resistencia de la muestra.

La sensibilidad del sensor en el rango lineal, para desplazamientos menores a 0,3 mm, es de 0,64 V/mm o 0,64 mV/ $\mu m$ . Para deformaciones mayores el polinomio cuadrático que se muestra en la figura 4.8 se ajusta muy bien a los datos, pero es muy probable que para el rango no lineal la distancia comprimida real de la muestra sea menor que la que aparece en la gráfica debido a la presión que ejerce la muestra al soporte.

## 4.2. Circuito basado en la inductancia

Para crear el circuito de acondicionamiento basado en la señal inducida en la bobina secundaria, modulada por el estado de la muestra, se planteó inicialmente crear un circuito similar al funcionamiento de un amplificador

*lock-in*. Pero viendo los resultados de la imagen 3.8 obtenidos con el osciloscopio en el capítulo de caracterización, se ve que la relación señal-ruido no es tan mala. La señal que nos interesa se puede obtener fácilmente con un filtro paso-bajo debido a que el ruido está en un rango de frecuencias muy superiores a la señal de 100 Hz.

Debido a eso, se ha optado por diseñar un circuito siguiendo el esquema de la figura 4.9. El circuito se alimentará exclusivamente con fuentes de tensión de DC, y por lo tanto, el oscilador de la figura 4.9 estará integrado dentro del circuito para no depender de un generador de señales externo.

En esta sección primero se diseñarán las partes fundamentales del circuito, el oscilador y el amplificador con filtro paso-bajo. Después se simularán para conocer su respuesta. Una vez que los circuitos se han comprobado en la simulación, se construirán y se comprobará el funcionamiento real de dichas partes. Finalmente se juntarán todas las partes para crear el sensor.

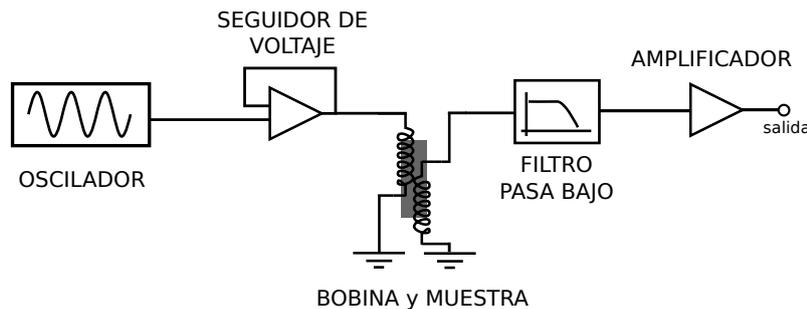


Figura 4.9: Esquema del circuito basado en la señal inducida.

### 4.2.1. Diseño de las partes del circuito

#### Diseño del oscilador

Un oscilador armónico analógico es un circuito que produce una señal sinusoidal a cierta frecuencia. La estructura básica es un amplificador no lineal con un circuito de retroalimentación, tal como se muestra en la figura 4.10. El circuito de retroalimentación es un filtro paso-banda con un estrecho ancho de banda centrado a la frecuencia de oscilación deseada [15].

La función de transferencia de un oscilador se puede obtener de la figura anterior:

$$\frac{X_o}{X_{in}} = \frac{A(s)}{1 - A(s)F(s)} \quad (4.13)$$

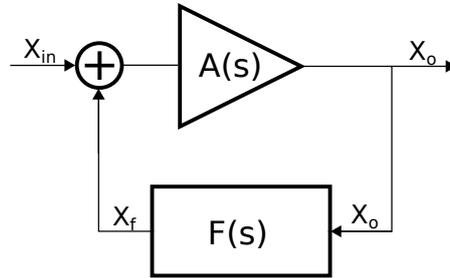


Figura 4.10: Esquema de un oscilador analógico.  $A(s)$  es el amplificador,  $F(s)$  el filtro de realimentación.

Un oscilador es un circuito autónomo, es decir, genera una señal periódica en ausencia de una entrada,  $X_{in} = 0$ . Por lo tanto, para que la salida  $X_o$  sea finita, la función de transferencia (4.13) ha de ser infinita. Para conseguir eso  $A(s)$  y  $F(s)$  tienen que cumplir  $A(s_0)F(s_0) = 1$  para la frecuencia de interés. Dicho de otro modo:

$$|A(s_0)F(s_0)| = 1 \quad y \quad fase[A(s_0)F(s_0)] = 2\pi n, n = 0, 1, 2 \dots \quad (4.14)$$

Que son precisamente las condiciones de estabilidad de Barkhausen para que se pueda mantener la oscilación [15].

El filtro  $F(s)$  que se va a usar es el puente de Wien de la figura 4.11(a). Para el oscilador completo, se va a usar un amplificador no inversor 4.11(b). El oscilador de puente de Wien es adecuado para frecuencias bajas como en nuestro caso [15]. Para construir osciladores a altas frecuencias se usan filtros LC.

La función de transferencia del puente de Wien es:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{sCR}{3sCR + 1 + s^2C^2R^2} = \frac{\omega CR}{3\omega CR + j(\omega^2C^2R^2 - 1)} \quad (4.15)$$

La función de transferencia es real cuando  $\omega_0 = \frac{1}{CR}$ ,  $f_0 = \frac{1}{2\pi CR}$ . Su ganancia a esa misma frecuencia es de  $\frac{1}{3}$  y con fase 0.

Para cumplir con las relaciones de la ecuación (4.14), en la etapa amplificadora necesitamos una ganancia de 3 y una fase de 0. Para conseguirlo se usa un amplificador no inversor (fase 0) con una ganancia de 3. La ganancia del no inversor es de  $1 + \frac{R_2}{R_1}$  y, por lo tanto, se tiene que cumplir  $R_2 = 2R_1$ .

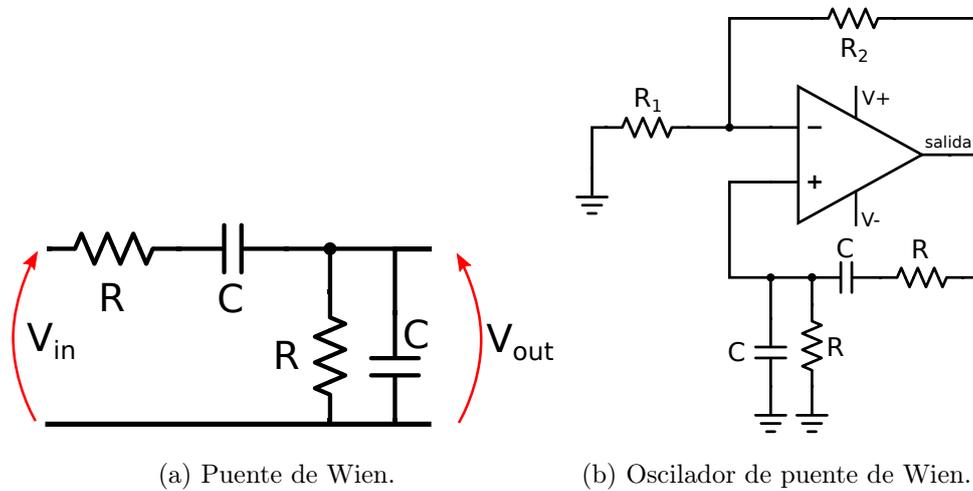


Figura 4.11: Diseño de un oscilador RC usando un puente de Wien. Para oscilaciones a baja frecuencia, que es nuestro caso.

Todas las condiciones anteriores son las condiciones necesarias para mantener la oscilación. Pero para mantener una oscilación antes tenemos que conseguir que el circuito oscile. Como se ha dicho antes, el oscilador no recibe una señal de entrada para iniciar el proceso, es el ruido térmico de las resistencias (ruido blanco) lo que va a generar el comienzo de la oscilación. Para iniciar el proceso, es necesario que el valor de amplificación sea algo mayor que 3. Es decir, al comienzo del proceso, el ruido se tiene que amplificar más de lo que el filtro lo atenúa. Una vez que conseguimos la oscilación, reducimos la ganancia a exactamente 3 para mantenerla.

Para iniciar la oscilación con el oscilador de puente de Wien se tiene que cumplir que  $R_2 > 2R_1$ , de este modo el ruido blanco que generan las resistencias se amplifica por un factor mayor que 3. El filtro atenuará el ruido a la frecuencia deseada,  $f_0$ , con un factor de  $\frac{1}{3}$  mientras que las otras frecuencias se atenúan aun más. A cada iteración del ciclo se amplifica la componente  $f_0$  mientras que las otras frecuencias se van atenuando. Finalmente este proceso genera una onda sinusoidal a la frecuencia  $f_0$ . Por supuesto, con una amplificación mayor que 3 el sistema no es estable haciendo que la señal sinusoidal se amplifique cada vez más. En vez de reducir la ganancia a 3 haciendo  $R_2 = 2R_1$ , la no linealidad del OPAMP se encargará de reducir la ganancia del amplificador cuando la señal de salida supere la tensión de alimentación. Gracias a la no linealidad del amplificador se va a conseguir una salida estable a una frecuencia  $f_0$  y con amplitud  $V_+$ .

### Diseño del amplificador con filtro pasa-bajo

En vez de dividir esta etapa en dos partes, el amplificador por un lado y el filtro pasa-bajo por el otro, se va a optar por un amplificador que también funcione como un filtro activo. El circuito escogido es el amplificador inversor con un filtro de primer orden [15], tal como se ve en la figura 4.12.

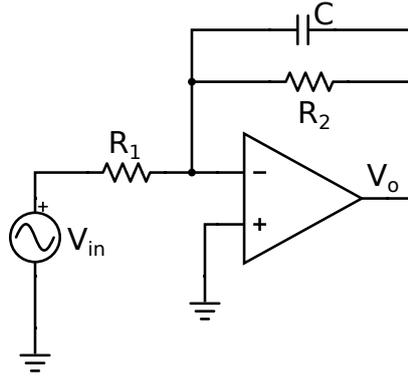


Figura 4.12: Filtro pasa-bajo activo de primer orden usando un amplificador inversor.

La función de transferencia de un inversor es  $\frac{V_o}{V_{in}} = -\frac{R_2}{R_1}$ . Para crear el filtro, se añade un condensador en paralelo a la resistencia de la rama de realimentación. A frecuencias muy bajas la alta impedancia del condensador hace que funcione como un amplificador inversor normal. A altas frecuencias la impedancia del condensador disminuye y reduce la tensión de salida.

$$\frac{V_o}{V_{in}} = -\frac{R_2 \parallel Z_C}{R_1} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + j\omega C R_2} \quad (4.16)$$

Escribiendo la función de transferencia en forma cartesiana:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = -\frac{R_2}{R_1} \left( \frac{1}{1 + \omega^2 C^2 R_2^2} - j \frac{\omega C R_2}{1 + \omega^2 C^2 R_2^2} \right) \quad (4.17)$$

La frecuencia de corte se define cuando la amplitud disminuye un factor  $1/\sqrt{2}$  de la amplitud máxima, de la ecuación (4.17) se obtiene que la amplitud es:

$$\left| \frac{V_o}{V_{in}} \right| = \frac{R_2}{R_1} \sqrt{\frac{1}{1 + \omega^2 C^2 R_2^2}} \quad (4.18)$$

La amplitud máxima es  $\frac{R_2}{R_1}$  y conseguimos  $\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{\sqrt{2}}$  cuando  $\omega_0 = \frac{1}{C R_2}$ .

### 4.2.2. Simulación de los circuitos

Primero nos centraremos en el oscilador, después en el amplificador con filtro pasa bajo.

#### Simulación del oscilador

Para conseguir oscilaciones a 100 Hz la relación entre la resistencia y el condensador del puente de Wien tiene que cumplir  $100 = \frac{1}{2\pi CR}$  según lo explicado anteriormente. Los valores escogidos son:

$$R = 15,4k\Omega \quad C = 100nF \quad \rightarrow \quad 103,3Hz$$

Las resistencias del amplificador van a ser 1 k $\Omega$  y 2,01 k $\Omega$  para obtener una ganancia de 3,01. Ligeramente superior a 3 para iniciar el proceso. El circuito se muestra en la figura 4.13.

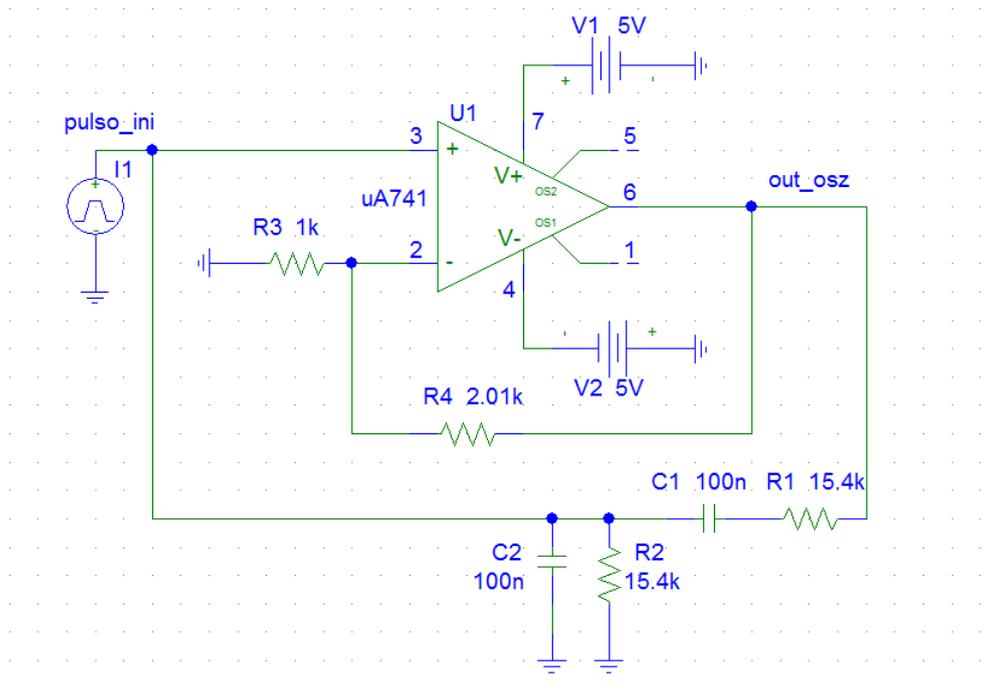


Figura 4.13: Circuito a simular para el oscilador.

En realidad la oscilación se genera a partir del ruido térmico de las resistencias, aunque el programa PSpice no tiene en cuenta este factor. Para poder iniciar la oscilación se ha usado un pulso de corriente usando el elemento IPULSE que genera 1 pulso (un único pulso en el rango de tiempo de

la simulación) de  $1 \mu\text{A}$  de amplitud durante  $0,1 \text{ ms}$ . Esa pequeña perturbación es suficiente para desencadenar el proceso. En el resto del tiempo de la simulación la corriente de ese elemento es  $0$ . Por lo tanto, esa rama no tiene ningún efecto sobre el comportamiento del circuito.

La respuesta en el tiempo se puede observar en la figura 4.14. La amplitud va aumentando hasta que la no linealidad del OPAMP reduce la ganancia, obteniendo así una oscilación estable que cumple los criterios de las ecuaciones (4.14) para mantener una oscilación. La oscilación estable se consigue a los  $2,18 \text{ s}$  con una amplitud de  $4,58 \text{ V}$ .

El espectro de la oscilación se puede ver en la figura 4.15. Es una respuesta sinusoidal muy limpia centrada en  $103 \text{ Hz}$ , tal como se esperaba.

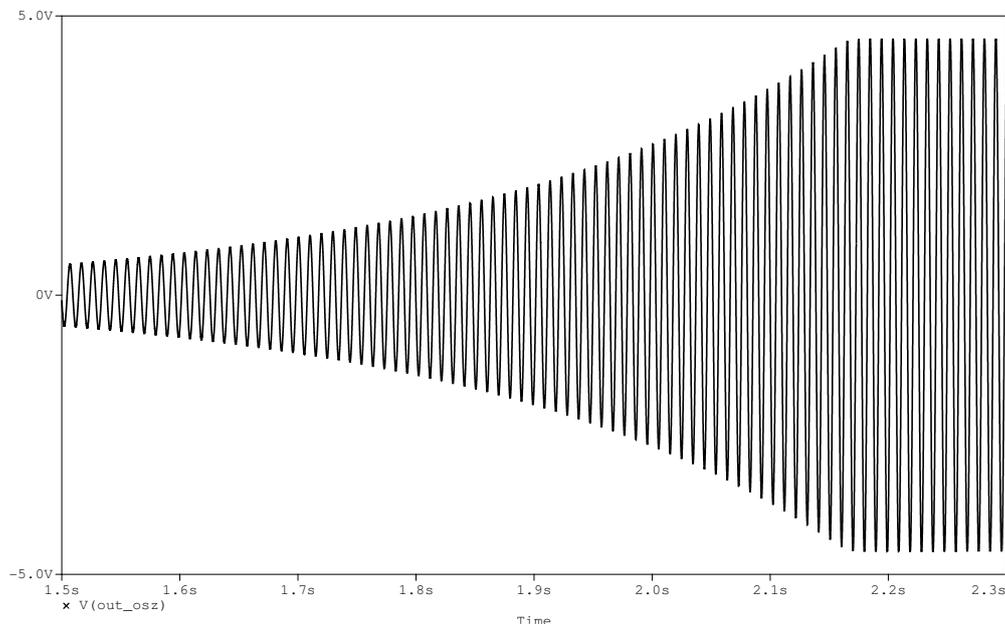


Figura 4.14: Respuesta en el tiempo simulada del oscilador.

### Simulación del amplificador pasa bajo

Para el filtro pasa bajo se ha optado por una frecuencia de corte de  $200 \text{ Hz}$ . El circuito que se va a simular se representa en la figura 4.16. Para determinar los valores de las resistencias se ha hecho un análisis del ruido en el circuito y se ha visto que aumentando el valor de  $R_1$  se conseguía un ruido ligeramente menor. Se ha fijado  $R_1 = 2,4 \text{ k}\Omega$ .

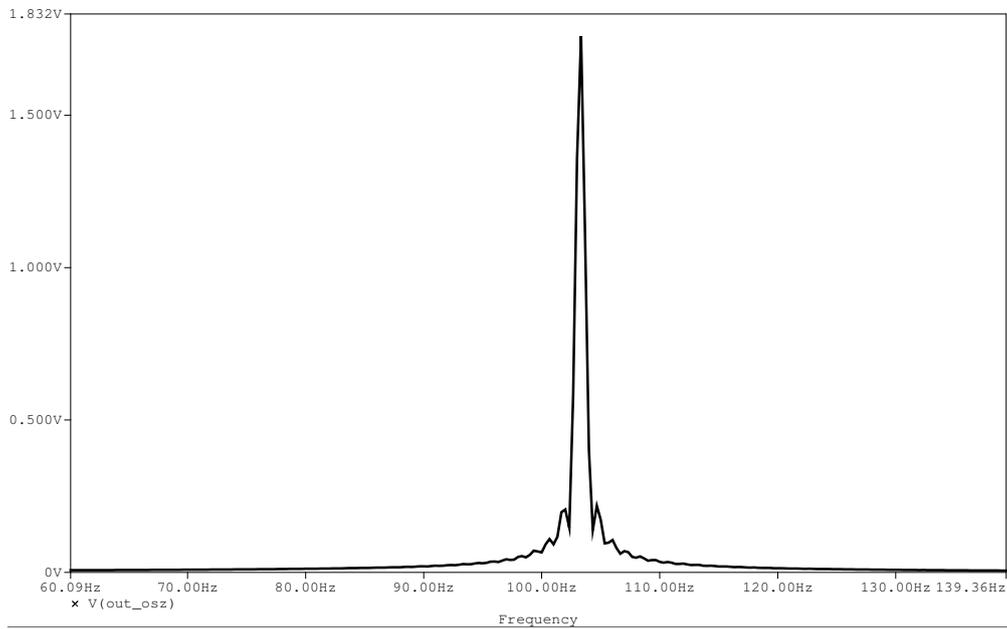


Figura 4.15: FFT de la respuesta en el tiempo simulada del oscilador.

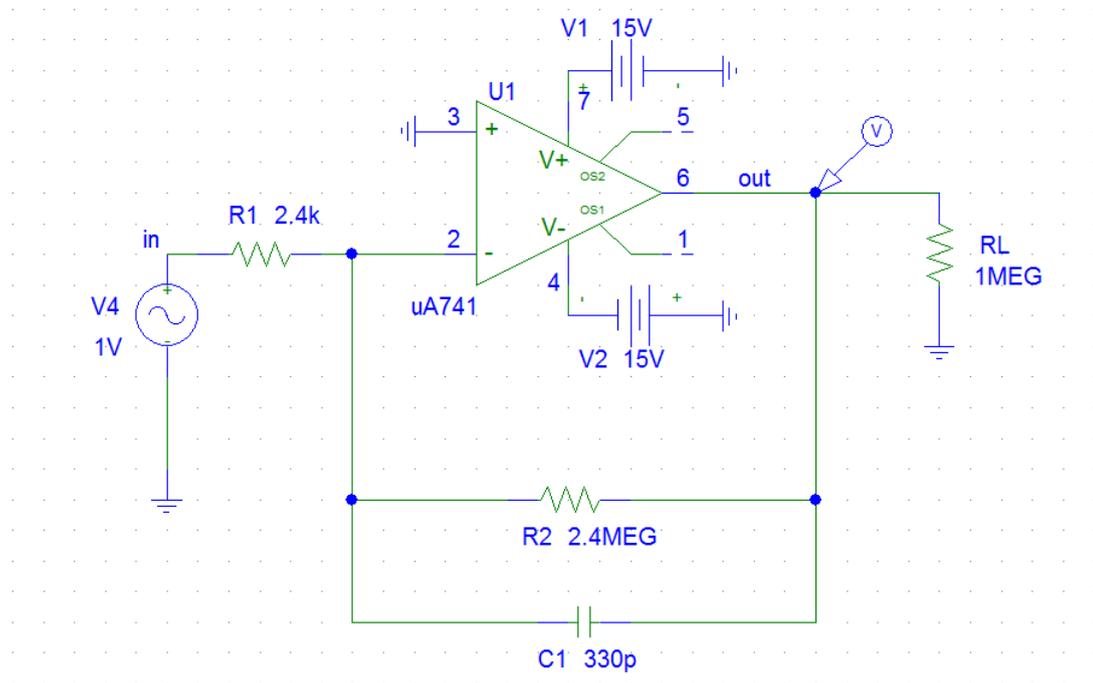


Figura 4.16: Circuito a simular para el filtro pasa-bajo activo.

En el capítulo de caracterización se vio que la diferencia en la tensión inducida cuando la muestra pasa del estado corto al largo es de unos  $325 \mu\text{V}$ . Basándose en ese valor, se ha decidido poner una ganancia de 1000. Para ello  $R_2 = 2,4 \text{ M}\Omega$ . Una vez que se han seleccionado las resistencias, el valor del condensador se escogerá para calibrar la frecuencia de corte. Con  $C = 330 \text{ pF}$  se obtiene una frecuencia de corte de  $f_0 = 200,9 \text{ Hz}$ .

El diagrama de Bode del filtro aparece en la figura 4.17. A bajas frecuencias se obtiene una ganancia de 60 dB ó  $\frac{V_{out}}{V_{in}} = 1000$ . La frecuencia de corte se consigue cuando la ganancia baja 3 dB respecto a la ganancia máxima, que ocurre a 167,6 Hz.

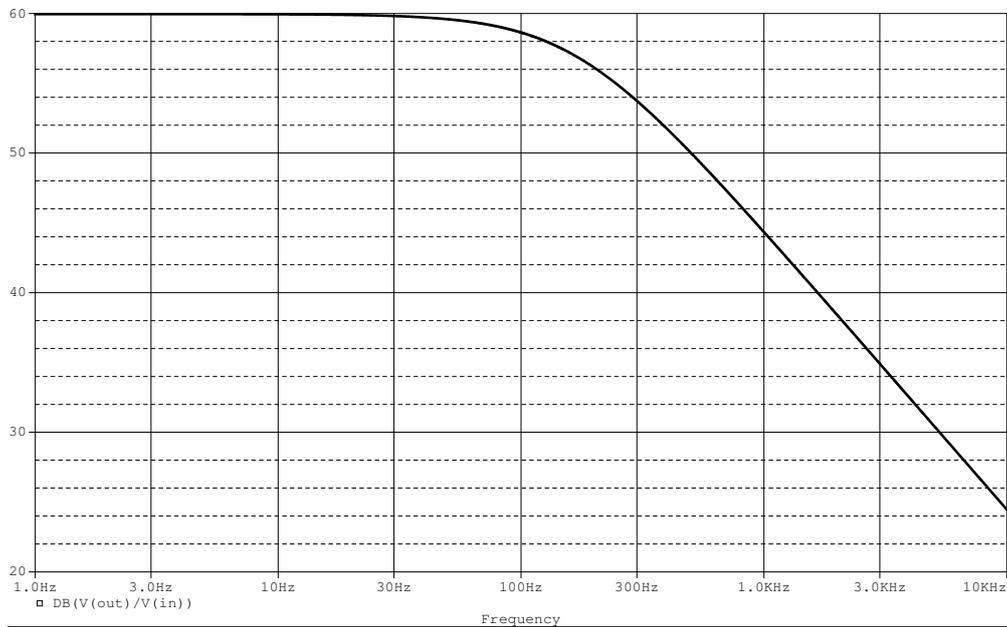


Figura 4.17: Diagrama de Bode del filtro pasa bajo activo.

### 4.2.3. Montaje del circuito

El diseño final del circuito se puede ver en la figura 4.18 y la fotografía en la figura 4.19. Comparándolo con el esquema del circuito de la figura 4.9, se puede ver que el seguidor de voltaje que une el oscilador con la bobina se ha sustituido en el circuito final por tres elementos: un seguidor de voltaje construido con un OPAMP 741, un divisor de tensión y un no inversor usando un circuito integrado AD8018 [17].

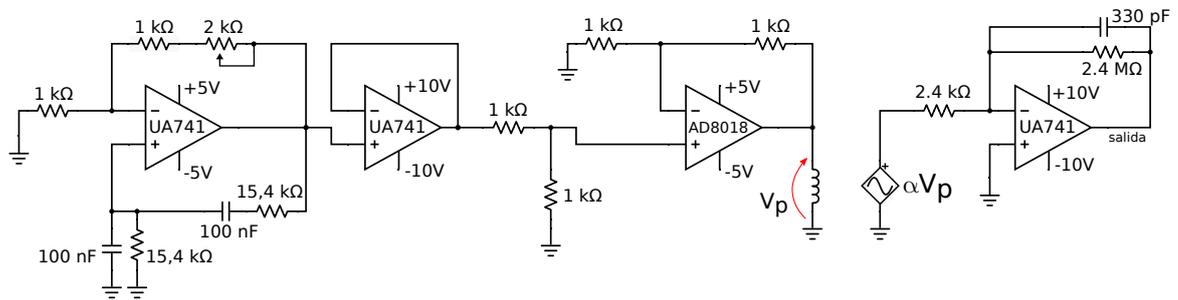


Figura 4.18: Circuito real para el sensor basado en variaciones de la inducción.

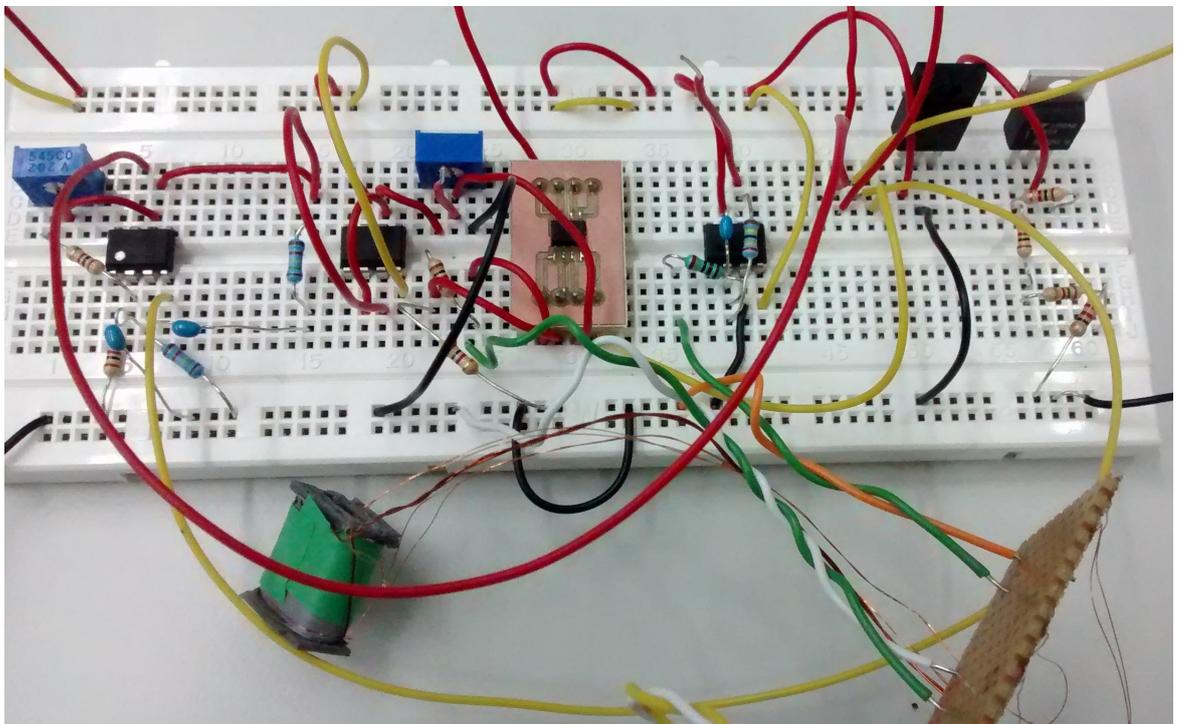


Figura 4.19: Fotografía del circuito montado.

La razón de usar esas tres etapas es la siguiente: No se puede unir directamente la bobina con el oscilador usando un seguidor de tensión 741 debido a la baja resistencia de la bobina primaria y a la baja corriente de salida del 741 de unos 25 mA. Con la baja corriente de salida del 741, el seguidor de tensión no sería capaz de igualar la señal de salida del oscilador en la entrada de la bobina, reduciendo la tensión y distorsionando la señal. Por lo tanto, para unir la bobina se ha usado un amplificador con una alta corriente de salida. De la lista [18] se ha optado por el AD8018 por su corriente de salida

máxima de 400 mA y su disponibilidad para la compra.

Según la hoja de datos del AD8018 [17] la tensión de alimentación tiene que estar en el rango 3,3 V – 8 V, se recomienda 5V. La tensión de entrada no puede superar  $\pm 1,6$ V. El divisor de tensión se ha puesto para que la señal de entrada del AD8018 no supere ese límite.

### Montaje del oscilador

Se ha montado el oscilador para comprobar si su funcionamiento es correcto. Para poder calibrar mejor la ganancia del oscilador, se ha usado una resistencia de 1 k $\Omega$  en serie con un potenciómetro de hasta 2 k $\Omega$ . Variando el valor del potenciómetro se ha comprobado el funcionamiento del oscilador.

Con el valor de la resistencia más el potenciómetro a 2,00 k $\Omega$  el sistema oscila con una señal muy clara y prácticamente sin distorsión, tal como se ve en la figura 4.20.

La amplitud de oscilación es de unos 3V ( $6,24 V_{pp}$ ) a una frecuencia de 103,4 Hz.

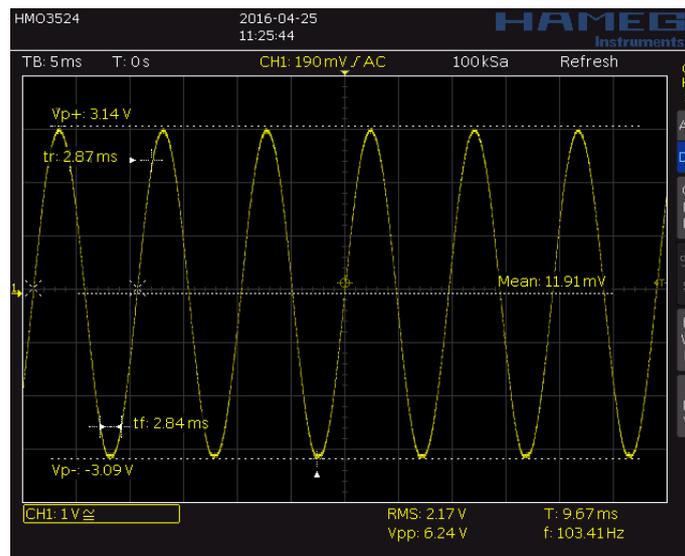


Figura 4.20: Salida del oscilador cuando la resistencia + potenciómetro = 2,00 k $\Omega$ .

Con el valor de la resistencia más el potenciómetro a 2,618 k $\Omega$  el sistema oscila pero hay una gran distorsión armónica, como se ve en la figura 4.21.

Si el valor de la resistencia junto al potenciómetro es de 1,970 k $\Omega$  la oscilación desaparece por completo.

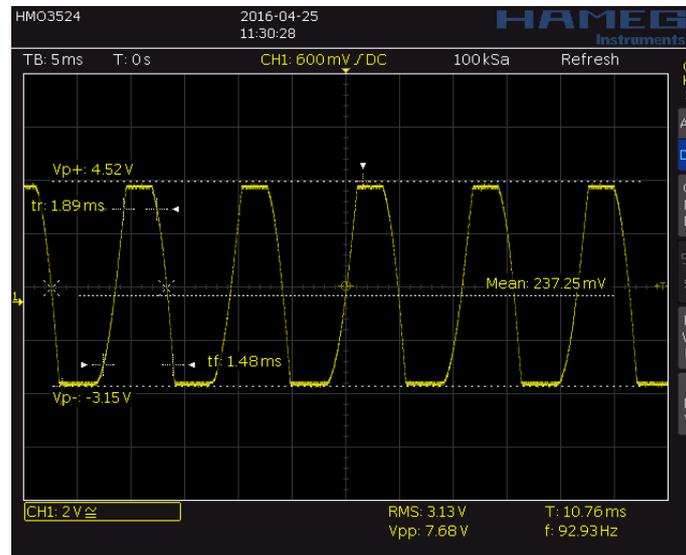


Figura 4.21: Salida del oscilador cuando la resistencia + potenciómetro = 2,618 k $\Omega$ .

En las dos figuras anteriores se puede ver que la lectura de la frecuencia en el osciloscopio es distinta. En la figura 4.20, la oscilación clara, marca una frecuencia de 103 Hz, mientras que en la oscilación distorsionada de la figura 4.21 marca 92,9 Hz. En realidad, extrayendo los datos del osciloscopio, con un análisis FFT se ha visto que los armónicos principales en las dos oscilaciones tienen exactamente la misma frecuencia, unos 101 Hz.

### Montaje del amplificador

La respuesta del amplificador con filtro pasa bajo se representa en la figura 4.22. Se consiguen aproximadamente la ganancia y frecuencia de corte esperadas.

### Montaje del seguidor de tensión

La salida del oscilador se une con un divisor de tensión mediante un amplificador UA741 en la configuración de seguidor de tensión. El divisor de tensión reduce la amplitud de la señal a la mitad, la señal sinusoidal de 3V de amplitud se reduce a una amplitud de 1,5V. La nueva señal tiene una amplitud adecuada para la entrada del amplificador no inversor AD8018. El amplificador no inversor tiene una ganancia de 2. De este modo a la salida del AD8018 conseguimos una señal con la misma amplitud que la señal del

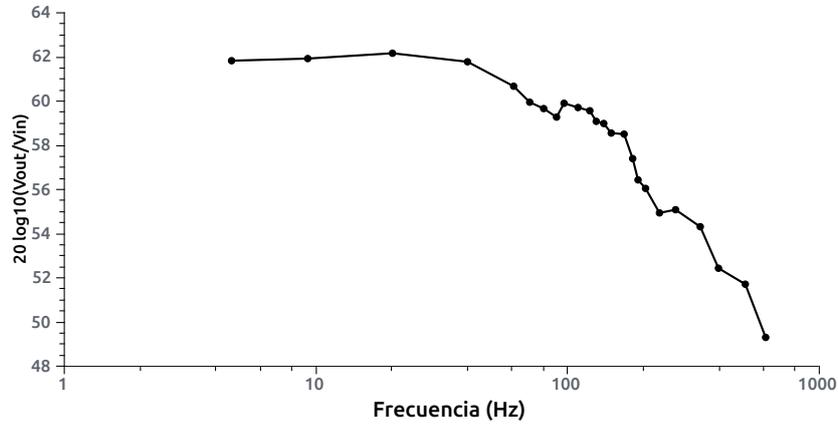


Figura 4.22: Diagrama de Bode medido del amplificador con filtro pasa bajo.

oscilador, pero ahora podemos cargar con impedancias pequeñas gracias a la alta corriente de salida que puede ofrecer el AD8018.

Ahora se van a juntar todas las partes y se va a ver cuál es la respuesta del circuito. Al conectar el circuito se han medido tres canales distintos con el osciloscopio. El resultado cuando el interior de la bobina está vacía se puede ver en la figura 4.23. En el canal uno (CH1, amarillo) se representa la salida del oscilador. En el canal dos (CH2, magenta) se ve la tensión a la entrada del AD8018. El canal tres (CH3, azul) es la salida. Se puede ver que a la entrada del AD8018 se distorsiona la forma de la señal y queda amplificada a la salida.

Estas medidas se han repetido introduciendo la muestra a diferentes niveles de deformación dentro de la bobina. Para cada longitud de la muestra se ha medido la amplitud de la señal de la salida (canal 3) con el osciloscopio. Con este circuito, a diferencia del circuito basado en variaciones de resistencia, se puede medir fácilmente la deformación en ambas direcciones. De corto  $\rightarrow$  largo y de largo  $\rightarrow$  corto. Los resultados se pueden ver en la figura 4.24. Cuando la bobina está vacía la tensión de salida marca  $V_{pp} = 14,80V$ .

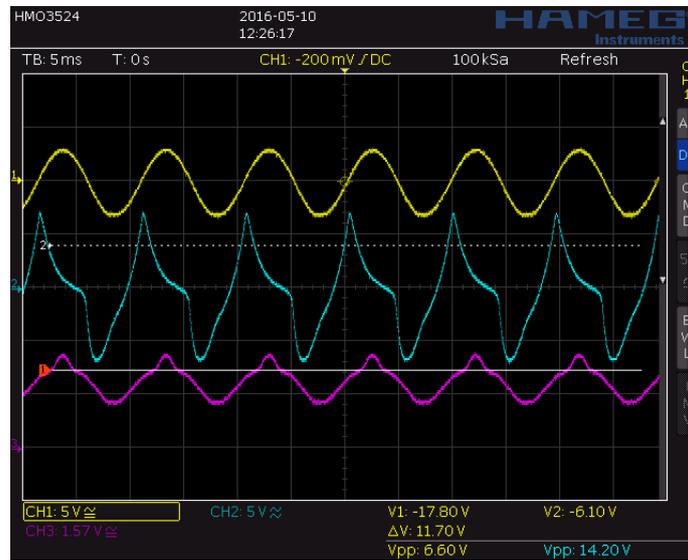


Figura 4.23: Comportamiento del circuito basado en inductancia con la bobina vacía. CH1(amarillo) salida del oscilador. CH2(magenta) entrada al AD8018. CH3(azul) salida.

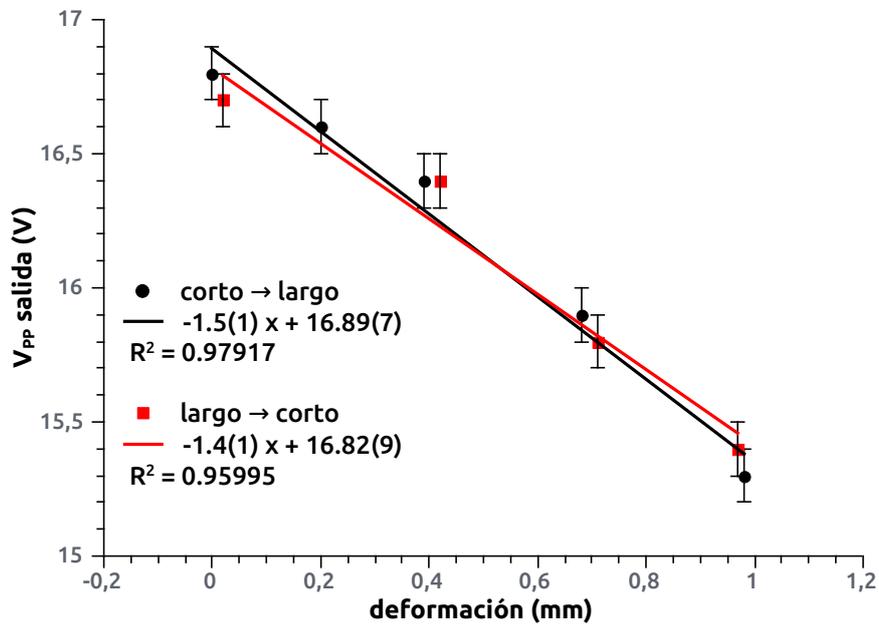


Figura 4.24: Tensión de salida ( $V_{pp}$ ) del circuito basado en variaciones de inductancia para distintas longitudes de la muestra. Con la bobina vacía  $V_{pp} = 14,80V$ .

Tal como se ve en la figura 4.24 la respuesta del sensor es prácticamente lineal para todo el rango de deformación de la muestra ( $\sim 1$  mm). Los ajustes lineales son los siguientes, siendo  $x$  la deformación de la muestra en milímetros.

Corto  $\rightarrow$  largo:

$$V_{pp}(V) = -1,5(1) \left[ \frac{V}{mm} \right] x + 16,89(7)[V]$$

Largo  $\rightarrow$  corto:

$$V_{pp}(V) = -1,4(1) \left[ \frac{V}{mm} \right] x + 16,82(7)[V]$$

Teniendo en cuenta los errores, las dos curvas son prácticamente equivalentes y no se aprecian efectos como la histéresis.

Como se ha visto, este sensor tiene una señal de salida alterna. Para obtener una señal de DC se podría acoplar al final del sensor un rectificador.

# Capítulo 5

## Conclusiones

En este trabajo se han diseñado dos sensores de posición usando una aleación con memoria de forma ferromagnética de composición Ni-Mn-Ga.

Al deformar mecánicamente la muestra para modificar su longitud, dentro del cristal va aumentando la fracción de las variantes con el eje corto en la dirección paralela a la tensión, mientras que la fracción de la otra variante va disminuyendo.

Debido a la distinta orientación que tienen las dos variantes, al pasar una corriente por la muestra, la resistencia que ofrecen las regiones de cada variante serán distintas por razones geométricas. Si al deformar la muestra modificamos la fracción de cada variante dentro de la muestra, también modificaremos la resistencia de la muestra. A efectos prácticos la muestra se comporta como una galga extensométrica y por eso el primer circuito que se ha diseñado se basa en esa propiedad de la muestra.

La muestra también tiene una dirección preferente de imanación: el eje corto de la variante. De un modo similar al anterior, si se modifica la fracción de cada variante también se modificarán las propiedades magnéticas de la muestra. El segundo circuito se basa en esa propiedad.

Aquí se resumen las ventajas y desventajas que se han observado de cada circuito:

**Circuito basado en variaciones de resistencia:**

- Es un circuito mucho más simple y sencillo que el inductivo. Al comportarse como una galga extensométrica, se pueden usar las mismas técnicas de acondicionamiento que se usan en las galgas.
- Para hacer bien las conexiones entre la muestra y el puente se han añadido dos placas de latón en los extremos de la muestra. Necesita tener contacto físico con el circuito.
- Al conectar el circuito resistivo la muestra apenas se calienta. Puede funcionar durante mucho tiempo.
- La respuesta del circuito es lineal solo para deformaciones menores a 0,3 mm. Para deformaciones mayores hay que usar un ajuste cuadrático.
- En el rango lineal tiene una sensibilidad de  $0,64 \pm 0,03 \frac{V}{mm}$ .
- Precio aproximado de todos los componentes  $\sim 3,6 \text{ €}$ .

**Circuito basado en variaciones de inductancia:**

- El circuito es más complejo que el resistivo debido a que se necesitan juntar distintas etapas.
- No hace falta que la muestra tenga contacto físico con el circuito debido a que es un acoplo inductivo. Esto mejora la vida útil de la muestra.
- Al conectar el circuito las bobinas y la muestra se calientan. No se puede dejar encendido durante mucho tiempo. Se tendrían que usar tensiones más bajas.
- Es lineal en todo el rango de deformación de la muestra.
- Tiene una sensibilidad de  $1,5 \pm 0,1 \frac{V}{mm}$ .
- Precio aproximado de todos los componentes  $\sim 8,1 \text{ €}$ .

En general, con el circuito basado en variaciones de inductancia se obtiene mayor sensibilidad que con el resistivo. Aun así, en el capítulo de caracterización se ha visto que la muestra es muy sensible a la imanación que puedan generar los objetos cercanos. Este efecto es una fuente de error a considerar en el circuito basado en inductancia, pero no en el de resistencia.

# Bibliografía

- [1] A. Nespoli, S. Besseghini, S. Pittaccio, E. Villa, y S. Viscuso, “The high potential of shape memory alloys in developing miniature mechanical devices: A review on shape memory alloy mini-actuators,” *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 158, no. 1, pp. 149–160, Mar. 2010.
- [2] C.-C. Lan y C.-H. Fan, “An accurate self-sensing method for the control of shape memory alloy actuated flexures,” *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 163, no. 1, pp. 323–332, Sep. 2010.
- [3] A. Sadeghzadeh, E. Asua, J. Feuchtwanger, V. Etxebarria, y A. García-Arribas, “Ferromagnetic shape memory alloy actuator enabled for nanometric position control using hysteresis compensation,” *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 182, pp. 122–129, Ago. 2012.
- [4] D. Salas, “Athermal and isothermal characteristics in diffusionless martensitic transformations,” Doctoral thesis, Universitat de les Illes Balears, 2014.
- [5] Memry Corporation, “Transformation temperatures of Nitinol,” 2011. [Online]. Disponible: <http://memry.com/nitinol-iq/nitinol-fundamentals/transformation-temperatures>. Consultado: Jun. 2016.
- [6] A. Planes, L. Mañosa, y M. Acet, “Magnetocaloric effect and its relation to shape-memory properties in ferromagnetic Heusler alloys,” *Journal of Physics: Condensed Matter*, vol. 21, no. 23, p. 233201, May 2009.
- [7] M. Kohl, S. Reddy Y., F. Khelifaoui, B. Krevet, A. Backen, S. Fahler, T. Eichhorn, G. Jakob, y A. Mecklenburg, “Recent Progress in FSMA Microactuator Developments,” *Materials Science Forum*, Vol. 635, pp 145-154, 2010. Disponible: doi:10.4028/www.scientific.net/MSF.635.145

- [8] R. Yin, F. Wendler, B. Krevet, y M. Kohl, “A magnetic shape memory microactuator with intrinsic position sensing,” *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 246, pp. 48–57, May. 2016.
- [9] R. O’Handley, S. M. Allen, “Shape-memory alloys, magnetically activated ferromagnetic shape-memory materials,” *Encyclopedia of Smart Materials*, 2002.
- [10] Autodesk, Inc. [Online]. Disponible: <http://www.autodesk.com/products/fusion-360/overview>. Consultado: Jun. 2016.
- [11] PerkinElmer instruments, “What is a Lock-in Amplifier?,” [Online]. Disponible: <http://www.univie.ac.at/photovoltaik/umwelt/ws2015/What%20is%20a%20Lock-in%20amplifier.pdf>
- [12] OrCad. [Online]. Disponible: <http://www.orcad.com/products/orcad-pspice-designer/overview>. Descarga de la versión 9.1 Student de <http://www.electronics-lab.com/downloads/circutedesignsimulation/?page=6>
- [13] Keithley, Application Note Series, “Overview of Two-Wire and Four-Wire (Kelvin) Resistance Measurements,” [Online]. Disponible: [http://www.tek.com/sites/tek.com/files/media/document/resources/2110\\_2Wire4WireKelvinResistanceAppNote.pdf](http://www.tek.com/sites/tek.com/files/media/document/resources/2110_2Wire4WireKelvinResistanceAppNote.pdf). Consultado: Jun. 2016.
- [14] M. A. P. García, et al., *Instrumentación Electrónica*, 2ª ed. Madrid: Thomson, 2005.
- [15] J. J. González de la Rosa, A. Moreno Muñoz, *Circuitos electrónicos aplicados con amplificadores operacionales. Teoría y problemas*, 1ª ed. Universidad de Cádiz servicio de publicaciones, 2009.
- [16] Analog Devices, “AD8226 Output instrumentation amplifier,” [Online]. Disponible: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD8226.pdf>
- [17] Analog Devices, “AD8018 High-Output current Line Drive Amplifier,” [Online]. Disponible: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD8018.pdf>
- [18] Analog Devices, [Online]. Disponible: <http://www.analog.com/en/products/amplifiers/operational-amplifiers/high-output-current-amplifiers-greaterthanequalto-100ma.html>. Consultado: Jun. 2016.