

# Sensor Piezoeléctrico con Geometría Lineal para Tomografía Optoacústica: Implementación y Caracterización Eléctrica.

B. Abadi\*, L. Ciocci Brazzano\*<sup>†</sup>, P. Sorichetti\* y M. G. González\*<sup>†1</sup>

\*Universidad de Buenos Aires, Facultad de Ingeniería,  
Grupo de Láser, Óptica de Materiales y Aplicaciones Electromagnéticas (GLOMAE)  
Paseo Colón 850, C1063ACV, Buenos Aires, Argentina

<sup>†</sup>Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas, (CONICET)  
Godoy Cruz 2290, C1425FQB, Buenos Aires, Argentina

<sup>1</sup>mggonza@fi.uba.ar

Recibido: 18/10/17; Aceptado: 06/11/17

**Abstract**—This paper presents the implementation and electric characterization of a broadband piezoelectric polymer sensor with linear geometry based on a thin film of polyvinylidene fluoride. The electrical impedance of the sensor was measured as a function of frequency, and it was found that the polymer was practically not altered by the sensor fabrication process. Also, the sensor frequency response with a transimpedance amplifier was measured. Due to the high electrical capacitance of the device, a large reduction of the system broadband was found.

**Resumen**— En este trabajo se presenta la implementación y caracterización eléctrica de un sensor polimérico piezoeléctrico de banda ancha con geometría lineal, basado en una película delgada de fluoruro de polivinilideno. Se midió la impedancia eléctrica del sensor en función de la frecuencia, encontrándose que el polímero prácticamente no fue alterado por el proceso de fabricación del sensor. Además, se estudió la respuesta en frecuencia del sensor con un amplificador de transimpedancia, observándose una marcada reducción del ancho de banda del sistema debida a la elevada capacitancia del dispositivo.

## I. INTRODUCCIÓN

Dentro del área de imágenes biomédicas la técnica optoacústica (OA) ha logrado gran relevancia, siendo la tomografía optoacústica (TOA) una de sus aplicaciones más importantes. Toda configuración OA posee tres elementos esenciales: una fuente de excitación lumínica, un sistema de detección para la captura de las señales ultrasónicas y un sistema de procesamiento de los datos para la obtención de la imagen [1]. En el modo de excitación pulsada, el objeto bajo estudio es iluminado por un láser que emite pulsos de luz monocromática de baja energía (en el rango de microJoules) con una duración típica de algunos nanosegundos. En el caso de TOA, los perfiles de presión generados por la excitación óptica son captados con sensores que rodean la zona de interés. En comparación con la formación de imágenes ecográficas por ultrasonido (IEU), las amplitudes de las señales OA son relativamente bajas pero su contenido espectral es amplio, abarcando frecuencias desde varias decenas de kHz hasta un centenar de MHz para estructuras a escala micrométrica. Por lo tanto, en esta y otras aplicaciones similares, y para garantizar una gran calidad en la imagen obtenida, se requieren sensores de alto desempeño, o sea, sensores con gran ancho de banda, con

elevada resolución espacial y alta sensibilidad.

Desde el punto de vista de la respuesta en frecuencia, hay dos tipos de sensores ultrasónicos: resonantes y de banda ancha (no resonantes) [2]. Dadas las características del contenido espectral de las señales OA, para la obtención de las imágenes se requieren sensores de banda ancha. En la actualidad, una de las tecnologías usadas en TOA emplea elementos piezoeléctricos poliméricos. Esta tecnología posee relativamente bajo costo de implementación y se puede aplicar fácilmente para mediciones altamente sensibles. Entre los materiales poliméricos se puede encontrar al fluoruro de polivinilideno (PVDF) y sus copolímeros que presentan gran interés debido a que sus propiedades físicas los hacen muy útiles para aplicaciones biomédicas [2]. Por otro lado, desde el punto de vista geométrico, los sensores usados en TOA pueden ser identificados como: de pequeña apertura (sensor puntual) o de gran apertura (sensor extenso). Para conseguir una buena resolución angular y discriminación en distancias, es conveniente el uso de sensores de gran apertura [3].

En este trabajo se presenta la implementación y caracterización eléctrica de un sensor extenso para TOA, basado en una película delgada de PVDF con una zona activa de detección semejante al de una línea. El trabajo está organizado de la siguiente manera, en la sección II se presentan las principales propiedades físicas del material polimérico usado y se detallan los pasos seguidos para la construcción del sensor. En la sección III se detalla el esquema experimental implementado para la medición de la capacitancia del sensor en función de la frecuencia y se muestran los resultados obtenidos. Dado que en la mayoría de las aplicaciones OA los sensores piezoeléctrico son usados en combinación con un amplificador de transimpedancia, en la sección IV, se presenta la medición y el análisis de la respuesta en frecuencia del conjunto. Finalmente, en la última sección, se presentan las conclusiones de este trabajo.

## II. SENSOR POLIMÉRICO PIEZOELÉCTRICO TIPO LÍNEA

### A. Características de una película delgada de PVDF

El PVDF es un material flexible, está disponible como película delgada, tiene un gran ancho de banda en frecuencia, y su valor de impedancia acústica está próximo

a los del agua y los tejidos biológicos, en las frecuencias de interés. Estas propiedades lo hacen muy útil para aplicaciones biomédicas, donde estas ventajas compensan ampliamente sus limitaciones, por ejemplo las elevadas pérdidas dieléctricas y mecánicas, y los relativamente bajos coeficientes piro- y piezoeléctrico [2].

Las características del PVDF y sus copolímeros han sido extensamente estudiadas, destacándose que sus ventajas son relevantes para transductores de recepción de ultrasonido [4]. En particular, los efectos de los procesos de relajación dieléctrica y mecánica tienen un fuerte impacto en el comportamiento de un sensor polimérico. Para un correcto modelado de los dispositivos, es necesario conocer las propiedades eléctricas y mecánicas del material en un amplio rango de frecuencias y temperaturas [5].

Como se mencionó en la introducción, el sensor implementado en este trabajo se basa en una película delgada de PVDF. Durante la fabricación, la película es estirada y luego polarizada mediante la aplicación de un campo eléctrico en la dirección perpendicular de la misma. Usualmente se adopta una terna ortogonal de referencia, donde la dirección de estiramiento en el plano del film se toma como eje de referencia 1, y la dirección de polarización como eje de referencia 3 (normal a la película). Suponiendo simetría en el plano (ejes 1 y 2), se puede adoptar una aproximación unidimensional. Bajo una excitación armónica de frecuencia angular  $\omega$  y a temperatura constante, el comportamiento electromecánico de la muestra puede describirse a través de dos ecuaciones [6]

$$S(\omega) = s_{33}(\omega) T(\omega) + d_{33}(\omega) E(\omega) \quad (1)$$

$$D(\omega) = d_{33}(\omega) T(\omega) + \varepsilon_{33}^F(\omega) E(\omega), \quad (2)$$

donde  $D(\omega)$  es el campo desplazamiento eléctrico,  $S(\omega)$  la deformación mecánica,  $T(\omega)$  la tensión mecánica y  $E(\omega)$  el campo eléctrico. El coeficiente  $s_{33}(\omega)$  es la compliancia elástica a campo eléctrico constante,  $\varepsilon_{33}^F(\omega)$  la permitividad dieléctrica compleja en la condición mecánicamente libre ( $T(\omega) = 0$ ) y  $d_{33}(\omega)$  el coeficiente piezoeléctrico.

En la gran mayoría de las aplicaciones se conecta el sensor directamente a un amplificador de transimpedancia. En el caso ideal, la impedancia de entrada del mismo es nula [7], por lo tanto, el campo eléctrico  $E(\omega)$  se anula y la ec. (2) toma una forma más simple

$$D(\omega) = d_{33}(\omega) T_3(\omega). \quad (3)$$

En un material piezoeléctrico los fenómenos eléctricos y mecánicos se encuentran estrechamente relacionados. Los parámetros intensivos en las condiciones mecánicamente libre y bloqueada (deformación nula,  $S(\omega) = 0$ ) se relacionan a través de la siguiente ecuación [11]

$$\varepsilon_{33}^F(\omega) - \varepsilon_{33}^B(\omega) = d_{33}(\omega)^2 / s_{33}(\omega). \quad (4)$$

donde  $\varepsilon_{33}^B(\omega)$  es la permitividad dieléctrica compleja en la condición mecánicamente bloqueada.

Suponiendo que en el dominio temporal no hay retardo entre la deformación mecánica y la polarización, se puede establecer la siguiente relación el dominio de las frecuencias

Libre		Bloqueada	
Parámetro	valor	Parámetro	valor
$\varepsilon_F^\infty$	27.85 pF/m	$\varepsilon_B^\infty$	27.76 pF/m
$\alpha_{F,H}, \alpha_{F,L}$	0.5, 0.46	$\alpha_{B,H}, \alpha_{B,L}$	0.5, 0.4
$\Delta\varepsilon_{33}^{F,L}$	15.03 pF/m	$\Delta\varepsilon_{33}^{B,L}$	15.03 pF/m
$\Delta\varepsilon_{33}^{F,H}$	68.97 pF/m	$\Delta\varepsilon_{33}^{B,H}$	66.31 pF/m
$\tau_{0L}$	0.2 s	$\tau_{0H}$	140 ns
$\beta$	0.68	$\sigma_{33}$	$7.7 \mu\text{C}/\text{cm}^2$

TABLA I: Valores a 300 K de los parámetros electromecánicos de una película delgada de PVDF reportados en [8]

$$d_{33}(\omega) = \sigma_{33} \cdot s_{33}(\omega), \quad (5)$$

donde  $\sigma_{33}$  es la densidad superficial de carga de polarización que bajo esta hipótesis, y dentro del rango de frecuencias relevantes, es una constante real [8]. Esto permite escribir  $d_{33}(\omega)$  en función de las permitividades eléctricas

$$d_{33}(\omega) = [\varepsilon_{33}^F(\omega) - \varepsilon_{33}^B(\omega)] / \sigma_{33}. \quad (6)$$

De acuerdo a [5] los valores medidos para la permitividad dieléctrica,  $\varepsilon(\omega)$ , en las condiciones libre y bloqueada, pueden ser bien ajustados en el dominio espectral mediante la superposición de dos procesos de relajación, ambos descritos por funciones de Havriliak-Negami (HN) [9], una con una constante de tiempo de baja frecuencia y otra de alta frecuencia. El modelo de relajación de HN es una modificación empírica del modelo de relajación de Debye (sistema con un polo simple), que contempla la asimetría y el ancho de la curva de dispersión dieléctrica. Es un modelo que surgió para describir la relajación dieléctrica de algunos polímeros mediante la adición de dos parámetros exponenciales al modelo de Debye. En el modelo HN, la permitividad compleja se puede expresar como

$$\varepsilon(\omega) = \varepsilon^\infty + \frac{\Delta\varepsilon}{(1 + (i\tau_0\omega)^\alpha)^\beta}, \quad (7)$$

donde  $\varepsilon^\infty$  es el valor de la permitividad a altas frecuencias,  $\Delta\varepsilon$  y  $\tau_0$  la intensidad y tiempo característico de la relajación, respectivamente, y  $\alpha$  y  $\beta$  son los parámetros de forma que describen la asimetría y ensanchamiento de la relajación. Estos parámetros de forma son ambos números positivos y su producto es siempre menor que 1 [9]. El proceso de Debye corresponde al caso  $\alpha = \beta = 1$ .

Los valores de los parámetros de este modelo en las condiciones libre y bloqueada obtenidas en [8] figuran en la tabla I.

### B. Implementación del sensor

Un esquema del sensor construido se muestra en la Fig. 1. Se partió de un rectángulo de  $150 \text{ mm}^2$  de film de PVDF de  $25 \mu\text{m}$  de espesor. Se denomina cara anterior del film a aquella que se encuentra del lado de donde provienen las ondas acústicas generadas en la muestra. Uno de los electrodos del PVDF, la cara posterior, se encuentra metalizada con aluminio. Por otro lado, el electrodo de la cara anterior se realizó con pintura de plata, consiguiendo una superficie rectangular de  $24 \text{ mm}$  de largo y  $700 \mu\text{m}$  de ancho. De esta forma, se construyó un sensor con geometría

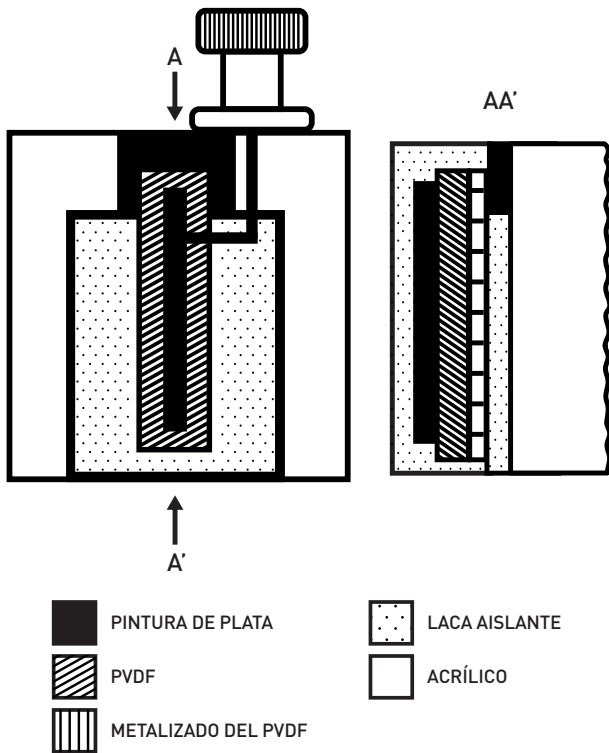


Fig. 1: Esquema (no a escala) del sensor. Vista superior (izquierda) y corte transversal AA' (derecha).

lineal. Las dimensiones del electrodo sobre la cara anterior del sensor fueron escogidas en base a los siguientes criterios: i) que su área activa se asemeje a una línea; ii) maximizar la sensibilidad; iii) minimizar la capacitancia. El último punto influye fuertemente sobre la respuesta en frecuencia del sensor cuando es usado en conjunto con un amplificador de transimpedancia, como sucede en la mayoría de las aplicaciones. Este tema se desarrolla en la sección IV. La cara posterior se pegó con laca acrílica aislante sobre una de las caras de un bloque de acrílico (sustrato) de 30 mm x 30 mm x 10 mm. Se utilizó acrílico como sustrato dado que su impedancia acústica característica es similar a la del agua y el PVDF [10]. De esta manera se reducen las reflexiones indeseadas en la cara posterior del film, que suelen introducir grandes perturbaciones en la señales de presión captadas [2]. Para extraer la señal generada por el sensor se utilizó un conector BNC estándar. La conexión con la cara posterior se realizó con pintura de plata, mientras que para la cara anterior se usó un cable de cobre esmaltado de 100  $\mu\text{m}$  de diámetro, tal como se muestra en la Fig. 1. Para mejorar el acople entre el film y la muestra se suele usar agua o gel de ecografía, que pueden afectar las propiedades del PVDF. Por este motivo se recubrió toda la cara anterior del sensor con una fina capa ( $< 1$  mm) de laca acrílica aislante transparente. Una fotografía del dispositivo implementado se presenta en la Fig. 2.

### III. CARACTERIZACIÓN ELÉCTRICA

Se caracterizó eléctricamente el sensor utilizando varios sistemas de medición. En primera instancia, se determinó la



Fig. 2: Fotografía del sensor.

capacitancia compleja del sensor en un conjunto de frecuencias discretas utilizando un medidor LCR de mano (GW-Instek LCR 961). Esto permitió verificar que no hubiera cortocircuito entre los electrodos y obtener una primera estimación de la capacitancia en función de la frecuencia. A continuación se midió la capacitancia en un amplio rango de frecuencias (10 Hz a 10 MHz).

La medición entre 10 Hz y 100 KHz (rango de bajas frecuencias) se llevó a cabo con el esquema que se encuentra en la Fig. 3. Se utilizó un puente capacitivo activo, esquematizado en la Fig. 4, como interfaz de conexión entre el sistema de medición y el sensor bajo prueba. El amplificador *Lock-In* (Stanford Research SR810) generó la señal de excitación y se utilizó para determinar los valores de módulo y fase de la señal de salida de la interfaz de medición. Los amplificadores utilizados en la interfaz activa son operacionales ultra rápidos con entrada FET (LH0032), a fin de lograr una alta impedancia de entrada.

La medición entre 30 KHz y 10 MHz (rango de altas frecuencias) se realizó con el esquema que se muestra en la Fig. 5. En este caso se utilizó un generador de señales (GW-Instek 830), un osciloscopio (Tektronix TDS210) para la captura de las señales y una interfaz de medición pasiva tipo puente capacitivo, similar al de la Fig. 4, pero sin los amplificadores. En ambos esquemas experimentales, para el control de los instrumentos y procesamiento de los datos, se utilizaron programas implementados en el entorno de programación HP VEE.

Como paso previo a las mediciones se realizó la calibración del sistema mediante dos capacitores patrón, de pérdidas despreciables,  $C_{ref1}$  y  $C_{ref2}$ , que cumplen la siguiente condición

$$C_{ref1} < |C_x| < C_{ref2}. \quad (8)$$

A partir del esquema de medición mostrado en la Fig. 4 se pueden plantear las siguientes ecuaciones

$$\frac{V_g(w)}{V_1} = \frac{C_x(w)}{C_3(w)} + 1 \quad (9)$$

$$\frac{V_g(w)}{V_2} = \frac{C_2(w)}{C_1(w)} + 1. \quad (10)$$

De las ecs. (9) y (10), se desprende que

$$C_x(\omega) = \left[ \frac{V_2(\omega)}{V_1(\omega)} \left( \frac{C_2(\omega)}{C_1(\omega)} + 1 \right) - 1 \right] C_3(\omega). \quad (11)$$

En las Figs. 6 y 7 se muestran las mediciones de la parte real ( $C'(\omega)$ ) e imaginaria ( $C''(\omega)$ ) de la capacitancia compleja del sensor. El error cuadrático medio de la medición es menor a 0.3 pF, tanto para  $C'(\omega)$  como para  $C''(\omega)$ . En las mismas figuras también se muestran los valores de capacitancia calculados a partir de la permitividad dieléctrica del PVDF y la geometría del sensor (suponiendo placas paralelas) para los casos mecánicamente libre y bloqueada  $C_F$  y  $C_B$ , respectivamente. Puede observarse que las características eléctricas del PVDF no fueron apreciablemente afectadas durante la construcción del sensor. Además, los valores medidos se corresponden adecuadamente con los obtenidos por cálculo. Se destaca que la condición de contorno del polímero del sensor no es ni libre ni bloqueada.

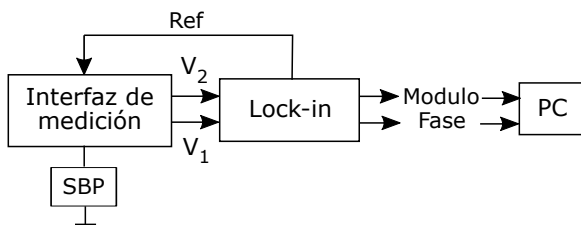


Fig. 3: Esquema de medición de la capacitancia a bajas frecuencias (10 Hz - 100 Hz). SBP: sensor bajo prueba.

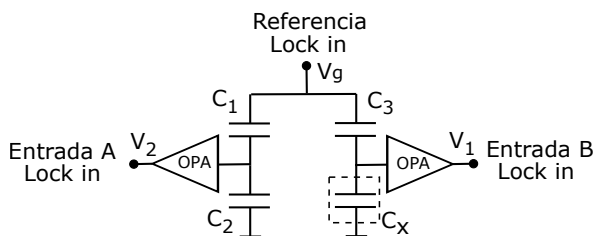


Fig. 4: Interfaz de medición a bajas frecuencias (10 Hz - 100 Hz), con  $C_1$ ,  $C_2$  y  $C_3$  las capacitancias internas y  $C_x$  la capacitancia a determinar.

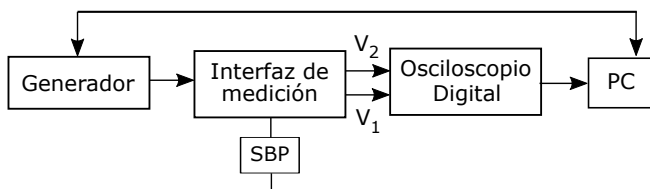


Fig. 5: Esquema de medición de la capacitancia a altas frecuencias (30KHz-30MHz). SBP: sensor bajo prueba

#### IV. RESPUESTA EN FRECUENCIA DEL SENSOR CON AMPLIFICADOR DE TRANSIMPEDANCIA

En la mayoría de las aplicaciones se conecta el sensor a un amplificador de transimpedancia. En esta sección se

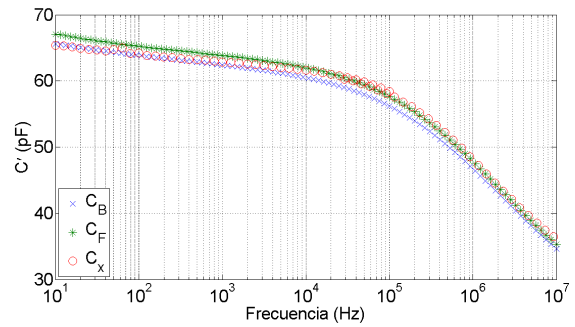


Fig. 6: Parte real ( $C'(\omega)$ ) de la capacitancia.  $C_x(\omega)$ : sensor,  $C_F(\omega)$  y  $C_B(\omega)$ : calculadas usando modelo HN y parámetros de la Tabla I.

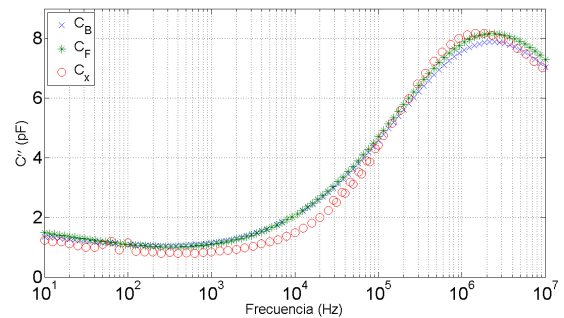


Fig. 7: Parte imaginaria ( $C''(\omega)$ ) de la capacitancia.  $C_x(\omega)$ : sensor,  $C_F(\omega)$  y  $C_B(\omega)$ : calculadas usando modelo HN y parámetros de la Tabla I.

analizó la respuesta en frecuencia del conjunto sensor y amplificador. En primer lugar se midió la respuesta en frecuencia del amplificador (FEMTO HCA-100MHz-50K-C), sin el sensor, utilizando el esquema de la Fig. 8. Para ello se usó un generador de señales (Agilent N9310A) y un osciloscopio digital (Agilent U2702A). El modelo circuital más sencillo para representar al sensor estudiado es una fuente de corriente en paralelo con un capacitor [12]. Para emular la fuente de corriente con impedancia capacitiva, se conectó un capacitor ( $C_S(\omega)$ ) de 1 pF en serie con el generador de señales y el amplificador (ver Fig. 8). Con este valor de capacitancia y dado que la impedancia de salida del generador es de 50  $\Omega$ , se tiene una buena aproximación de una fuente de corriente ideal capacitiva en todo el rango de frecuencias de interés. El capacitor de 1 pF fue medido en forma independiente hasta 200 MHz a fin de verificar que no tuviera pérdidas apreciables, ni aparezcan efectos de inductancias parásitas. En segundo lugar, se analizó el comportamiento del amplificador con el sensor conectado a su entrada.

Los resultados de módulo y fase para la respuesta en frecuencia obtenidos para las mediciones con y sin sensor a la entrada se muestran en las Figs. 9 y 10, respectivamente. Se puede apreciar que el ancho de banda del conjunto (a 3 dB) disminuye de 110 MHz a 63 MHz, respecto del caso sin sensor. Se observa también que hasta frecuencias cercanas a 20MHz la variación de fase es lineal con la frecuencia, lo que implica un retardo de grupo constante.

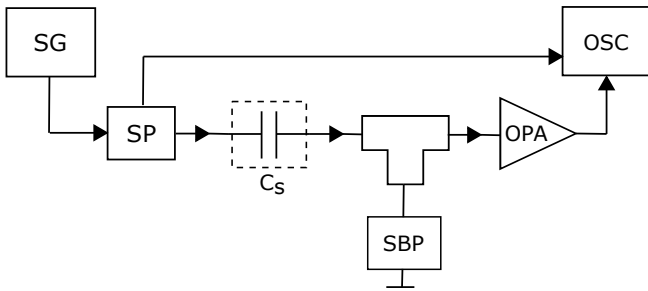


Fig. 8: Esquema para la medición de la respuesta en frecuencia del sensor con amplificador. SG: generador de señales, SP: divisor de potencia,  $C_s$ : capacitor cerámico de 1pF, SBP: sensor bajo prueba, OPA: amplificador operacional, OSC: osciloscopio digital.

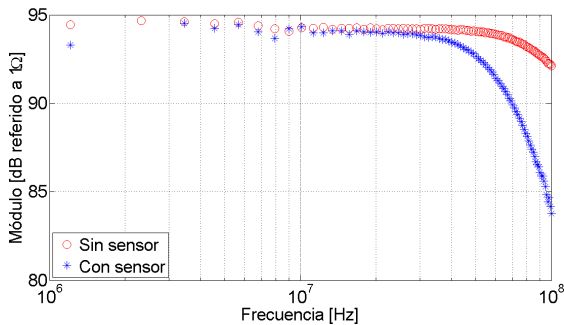


Fig. 9: Módulo de la medición de la respuesta en frecuencia del sensor con amplificador para el rango entre 1 MHz y 100 MHz.

## V. CONCLUSIÓN

En este trabajo se presentó la implementación de un sensor ultrasónico extenso de banda ancha para ser aplicado en sistemas OA para tomografía, y que se encuentra basado en una película delgada de PVDF. Éste se caracterizó eléctricamente midiendo su impedancia y su respuesta en frecuencia cuando es utilizado en conjunto con un amplificador de transimpedancia.

De la medición de la impedancia se obtuvo que el material polimérico es muy poco alterado por el proceso de fabricación del sensor, destacándose que los valores de los parámetros característicos de las relajaciones eléctricas se mantienen. También se pudo ver que el comportamiento del sensor no se corresponde a ninguna de las condiciones extremas (libre o bloqueada), sino que parece encontrarse en un caso intermedio.

Al analizar la respuesta en frecuencia del sensor con un amplificador de transimpedancia, se observó que el alto valor promedio de capacitancia del dispositivo ( $> 20$  pF) reduce apreciablemente el ancho de banda del conjunto. Aún así el ancho de banda eléctrico del sistema superaría al ancho de banda de respuesta acústica del sensor [2].

Para poder decidir si el sensor implementado es adecuado para su uso en TOA, será también necesaria la realización de la caracterización acústica y mecánica, que será el objetivo de un trabajo posterior.

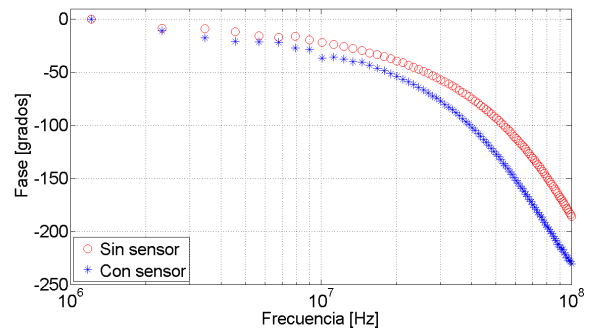


Fig. 10: Fase de la medición de la respuesta en frecuencia del sensor con amplificador para el rango entre 1 MHz y 100 MHz.

## AGRADECIMIENTOS

Este trabajo fue apoyado por los subsidios UBACyT 20020160100052BA de la Universidad de Buenos Aires y PICT 2016-2204 de la ANPCyT.

## REFERENCIAS

- [1] M. G. González, "Análisis y Desarrollo de Nuevas Técnicas de Detección Optoacústicas", Tesis de Doctorado, Universidad de Buenos Aires, 2008.
- [2] A. Fernández Vidal, L. Ciocci Brazzano, C. Matteo, P. Sorichetti, M. G. González, "Parametric modeling of wideband piezoelectric polymer sensors: design for optoacoustic applications", *Rev. Sci. Instrum.* vol. 88, pp. 095004-1-9 (2017).
- [3] M. Xu, L. V. Wang, "Photoacoustic imaging in biomedicine", *Rev. Sci. Instrum.* vol. 77, doi:10.1063/1.2195024 (2006).
- [4] Q. X. Chen, P. A. Payue, "Industrial applications of piezoelectric polymer transducers", *Meas. Sci. Technol.*, vol. 6, pp. 249-267 (1995).
- [5] L. Ciocci Brazzano, P. A. Sorichetti, G. D. Santiago, M. G. Gonzalez, "Broadband dielectric characterization of piezoelectric poly(vinylidene fluoride) thin films between 278 K and 308 K" *Polym. Test.* vol. 32, pp. 1186-1191. 2013.
- [6] R. S. Dahiya, M. Valle, L. Lorenzelli, "Spice model for lossy piezoelectric polymers," *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr.* vol. 56, pp. 387-395 (2009).
- [7] Z. Lu, K. S. Yeo, J. Ma, M. A. Do, W. M. Lim, X. Chen, "Broadband design techniques for transimpedance amplifiers," *IEEE Trans. Circuits and Systems I* vol. 54, pp. 590-600 (2007).
- [8] M. G. Gonzalez, P. A. Sorichetti, L. Ciocci Brazzano, G. D. Santiago, "Electromechanical characterization of piezoelectric polymer thin films in a broad frequency range", *Polym. Test.* vol. 37, p. 163-169 (2014).
- [9] S. Havriliak, S. Negami, "A complex plane analysis of  $\alpha$ -dispersions in some polymer systems," in *Polym. Sci. C*, vol. 14, pp. 99-117 (1966).
- [10] P. Bloomfield, W. Lo, P. Lewin, "Experimental study of the acoustical properties of polymers utilized to construct PVDF ultrasonic transducers and the acousto-electric properties of PVDF and P(VDF/TrFE) films", vol. 47, pp. 1397-1405 (2000).
- [11] K. Uchino, S. Hirose, "Loss mechanisms in piezoelectrics: how to measure different losses separately," *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr.* vol. 48, pp. 307-321 (2001).
- [12] M. G. Gonzalez, P. A. Sorichetti, G. D. Santiago, "Reducing the capacitance of piezoelectric film sensors", *Rev. Sci. Instrum.* vol. 87, pp. 045003-1-3 (2016).