

# Modelo de sensor de presión piezorresistivo usando la solución de un problema inverso de optimización

*Alejandro Perdomo-Campos, David Ernesto Marón-Domínguez,*

*Arturo Hernández-González, Luiz Antonio Rasia, Jorge Ramírez-Beltrán*

## RESUMEN / ABSTRACT

El uso de sensores de presión comerciales genéricos para producir transmisores de presión permite disminuir los costos y desarrollar instrumentación para amplias aplicaciones, sin necesidad de fabricar el sensor. Los modelos eléctricos para sensores comerciales son una herramienta importante para el diseño de los circuitos de acondicionamiento de señal que estos sensores necesitan. En las especificaciones técnicas de los sensores comerciales no es común encontrar los datos de los piezorresistores que forman el puente ni estos pueden medirse de forma práctica. El objetivo de este trabajo es desarrollar un modelo eléctrico compatible con SPICE que pueda ser aplicado a puentes piezorresistivos comerciales y que modele la componente cuadrática de la variación térmica, pues no existían modelos disponibles con estos requisitos. En el modelo obtenido se extraen los parámetros mediante la solución de un problema inverso de optimización a partir de datos del puente sin conocer los parámetros de los piezorresistores. En los resultados se comparan los voltajes de salida de cinco sensores comerciales con la salida simulada de los modelos eléctricos correspondientes. Como ejemplo de aplicación se presenta la simulación en PSPICE usando el modelo desarrollado de un método básico de compensación del voltaje de *offset* y de su dependencia térmica, tomando en cuenta la componente cuadrática de la variación térmica.

Palabras claves: sensor de presión piezorresistivo, problema inverso, optimización, modelo eléctrico

*The use of generic commercial pressure sensors to produce pressure transmitters allows to reduce costs and develop instrumentation for several applications, without the need of manufacturing the sensor. Electrical models for commercial sensors are an important tool for the design of the signal conditioning circuits that these sensors need. In the technical specifications of commercial sensors, it is not common to find the data of the piezoresistors that conform the bridge, and there is no practical way to measure this data. The objective of this work is to develop an electrical model compatible with SPICE that can be applied to commercial piezoresistive bridges and that models the quadratic component of the thermal variation, since there were no models available with these requirements. In the model obtained, the parameters are extracted by solving an inverse optimization problem based on bridge data without having the piezoresistor parameters. As a result, a comparison is made between the output voltages of five commercial sensors and the simulated output of their corresponding electrical models. As an application example, the simulation in PSPICE is presented using the developed model of a basic offset voltage compensation method and its thermal dependence, taking into account the quadratic component of the thermal variation.*

*Keywords: piezoresistive pressure sensor, inverse problem, optimization, electrical model*

*Piezoresistive pressure sensor model using the solution of an inverse optimization problem*

## 1.-INTRODUCCIÓN

Los sensores de presión piezorresistivos son sistemas microelectromecánicos (MEMS por sus siglas en inglés) de amplio uso en la industria debido a su bajo costo. Una desventaja que los caracteriza es su dependencia térmica por lo que necesitan ser compensados para mejorar su exactitud. La modelación de estos dispositivos es muy importante para la fase de diseño del propio dispositivo y para el diseño del circuito de acondicionamiento de la señal que necesariamente debe ser implementado. Varios enfoques para modelar los sensores piezorresistivos y su dependencia térmica han sido desarrollados, entre ellos los modelos geométricos, analíticos, físicos y comportamentales, los cuales son descritos en [1]. Cuando el objetivo de la modelación es el diseño del sensor, los parámetros en los que se basa el modelo son geométricos, describiendo las dimensiones de la membrana y sus características físicas, como en el modelo presentado por Jindal et al. [2]. Muchos de los modelos obtenidos por los enfoques anteriormente descritos derivan en un modelo eléctrico, que entre sus ventajas están la reducción del tiempo de diseño, la optimización del dispositivo mediante la simulación computacional y la reducción de los experimentos prácticos [2-4].

Los modelos compatibles con SPICE facilitan la simulación integrada del sensor y del circuito eléctrico simultáneamente [5-7]. Además, como esta es una herramienta establecida que cuenta con diferentes variantes comerciales y académicas, es importante que los modelos sean compatibles con algunas de las variantes de SPICE [8, 9]. No siempre esto se cumple, por ejemplo, Baccar et al. usan un modelo basado en VHDL-AMS debido a las limitaciones del SPICE para temperaturas por encima de los 100°C [1]. Cuando las expresiones analíticas de los fenómenos que se quieren simular son muy complejas pueden usarse otras herramientas de simulación como, por ejemplo, Matlab y Simscape [2, 10-14].

Existen muchas variantes de puentes piezorresistivos disponibles en el mercado en su versión genérica suministrados por los fabricantes originales (OEM, por sus siglas en inglés) que permiten el desarrollo de transmisores sin tener que desarrollar el sensor de presión. Esto permite disminuir los costos del producto final y concentrar la etapa de diseño e ingeniería en el circuito de acondicionamiento de la señal y en los diferentes formatos de salida [15]. Es necesario entonces poder contar con modelos de sensores piezorresistivos que se adapten a estos dispositivos OEM para ayudar al diseño de la etapa de acondicionamiento de señal y no al diseño del sensor propiamente dicho. Si además, estos modelos son compatibles con SPICE, sería una ventaja considerable.

Uno de los primeros modelos para sensores piezorresistivos comerciales compatibles con SPICE es el desarrollado por Motorola (que después derivó en la empresa Freescale) para la serie de sensores MPX10. Este modelo está disponible en la biblioteca del PSPICE desde su versión 9.2 del año 2000. Pero este sensor comercial tiene el inconveniente de que es una variante *sui generis* de sensor de presión piezorresistivo patentado por Motorola y su modelo no se puede aplicar en la compensación de la variante de puente de cuatro elementos activos, típico en los demás fabricantes. Variantes más complejas de sensores piezorresistivos que usan la resonancia, piezotransistores y configuraciones circuitales atípicas han usado SPICE en la modelación eléctrica de los dispositivos, sin llegar a ser aún sensores comerciales [16-18]. Otro ejemplo de modelo compatible con SPICE y que sí puede aplicarse a un puente con cuatro elementos activos fue desarrollado por Muranaka et al. basado en parámetros de ingeniería [19]. Este modelo tiene como principal inconveniente que modela la dependencia térmica de forma lineal y no considera la componente cuadrática, afectando la exactitud. Pramanik et al. desarrollaron un modelo para sensores de presión piezorresistivos compatible con SPICE cuyo objetivo estaba limitado a modelar el autocalentamiento en los sensores con vista a su integración con la tecnología CMOS [20]. Este modelo no es posible utilizarlo para el diseño del circuito de acondicionamiento de señales. Por último, Vlassis y Siskos desarrollaron un modelo de piezorresistor compatible con SPICE que tiene como ventaja que modela la dependencia térmica de los piezorresistores con un modelo cuadrático [5]. Su inconveniente es que los parámetros de este modelo no son suministrados por los fabricantes de los puentes OEM disponibles en el mercado por lo que no puede ser usado de forma directa para la modelación de sensores comerciales.

No es posible utilizar los sensores OEM comerciales sin la implementación de un circuito de acondicionamiento. Este circuito de acondicionamiento debe permitir la compensación térmica tanto de la sensibilidad como del voltaje de salida para presión cero (conocido como voltaje de *offset*), además de fijar el intervalo de medida, pues estos dispositivos son suministrados con una gran dispersión de sus parámetros debido a que el fabricante está consciente que se utilizará un circuito de acondicionamiento. Para la compensación térmica es importante poder modelar el comportamiento del sensor incluyendo la componente cuadrática para poder diseñar soluciones que la tomen en cuenta. Con la solución presentada en este trabajo se logra implementar un modelo a nivel de puente que no necesita de los parámetros de los piezorresistores que no se pueden obtener de un puente comercial. En puentes comerciales muchas veces no se puede medir ni el valor de los piezorresistores dificultando aún más poder obtener los parámetros de cada piezorresistor que, por ejemplo, necesita el modelo reportado en [5].

El objetivo de este trabajo es desarrollar un modelo eléctrico compatible con SPICE que pueda ser aplicado a puentes piezorresistivos comerciales y que modele la componente cuadrática para mejorar su exactitud.

Las contribuciones científicas fundamentales que se hacen en este trabajo son: la adaptación de un modelo a nivel de piezorresistores, desarrollado por Vlassis y Siskos en [5], para ser usado en puentes comerciales sin tener los parámetros de los piezorresistores y la obtención mediante la solución de un problema inverso de optimización de los parámetros del modelo a nivel de puente aquí desarrollado.

## 2.-MODELO MATEMÁTICO Y CIRCUITAL A NIVEL DE PIEZORRESISTORES

### 2.1.-MODELO MATEMÁTICO DE UN PIEZORRESISTOR

El modelo usado en la investigación para caracterizar el comportamiento de un piezorresistor atendiendo a sus diferentes parámetros es el propuesto en [5]. Su concepción se basa en la obtención del valor de la resistencia del piezorresistor al ser afectado por variaciones de presión y temperatura. Para ello se parte de la ecuación (1) que expresa el valor de la resistencia en función de estas variaciones:

$$R = R_0[1 + TCR_1(T - T_{nom}) + TCR_2(T - T_{nom})^2]\{1 + signo \cdot sens \cdot [1 + TCS_1(T - T_{nom}) + TCS_2(T - T_{nom})^2] \cdot P\} \quad (1)$$

Donde:

$R_0$  - valor de la resistencia a la temperatura de referencia y cero presión. [ $\Omega$ ]

$TCR_1$  - coeficiente térmico lineal de la resistencia. [ $1/^\circ\text{C}$ ]

$TCR_2$  - coeficiente térmico cuadrático de la resistencia [ $1/^\circ\text{C}^2$ ]

$T$  - Temperatura a la que se encuentra el sistema. [ $^\circ\text{C}$ ]

$T_{nom}$  - Temperatura de referencia. [ $^\circ\text{C}$ ]

$sens$  - valor de la sensibilidad del piezorresistor. [ $1/\text{bar}$ ]

$signo$  - se usa para definir si la resistencia aumenta o disminuye con el aumento de la presión. [coeficiente adimensional]

$TCS_1$  - coeficiente térmico lineal de la sensibilidad. [ $1/^\circ\text{C}$ ]

$TCS_2$  - coeficiente térmico cuadrático de la sensibilidad. [ $1/^\circ\text{C}^2$ ]

$P$  - presión aplicada. [bar]

En su implementación circuital, el modelo utiliza una fuente de voltaje dependiente de voltaje (E) para simular un piezorresistor, usando la variante que brinda PSPICE donde se define el valor de la fuente E por una expresión y no dependiendo de un voltaje. En este caso se le asigna a E la ecuación del piezorresistor previamente descrita usando algunos artificios de PSPICE. La Fig. 1 presenta el modelo del piezorresistor.

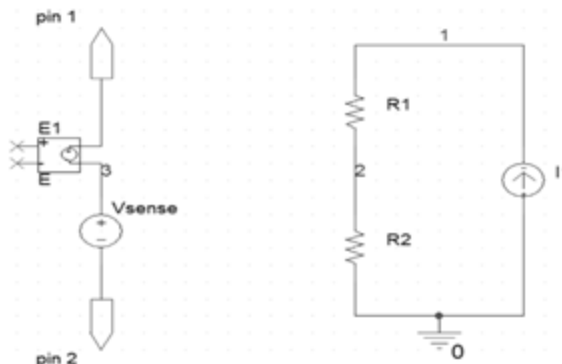


Figura 1

Representación esquemática del modelo del piezorresistor en PSPICE.

Se usa en el modelo dos resistencias,  $R_1$  y  $R_2$ , ambas de valor 1 k $\Omega$ , donde los coeficientes térmicos de  $R_1$  equivalen a los coeficientes térmicos de la resistencia del piezorresistor y los coeficientes térmicos de  $R_2$  a los coeficientes térmicos de la

sensibilidad del mismo. Estas resistencias son alimentadas por la fuente de corriente II. Luego el voltaje entre los nodos 1 y 2 está dado por la ley de Ohm como:

$$V(1,2) = I1 \cdot R1 \quad (2)$$

Donde  $I1=1$  mA, por lo que el valor del voltaje sin influencia térmica es 1. El valor de las resistencias en función de la temperatura está determinado por:

$$R = R_0 [1 + TCR_{lineal}(T - T_{nom}) + TCR_{cuadrático}(T - T_{nom})^2] \quad (3)$$

Donde  $R_0$  tiene un valor de 1 k $\Omega$ , por lo que sustituyendo (3) en (2) y teniendo en cuenta los valores de resistencia e intensidad de la corriente, se tiene que:

$$V(1,2) = 1 + TCR_1(T - T_{nom}) + TCR_2(T - T_{nom})^2 \quad (4)$$

Finalmente, como puede observarse, el valor de este voltaje equivale al valor de la dependencia térmica de la resistencia R1. Si se realiza el mismo análisis para el voltaje entre los nodos 2 y 0, se puede comprobar que este equivale al valor de la dependencia térmica de la resistencia R2. De esta forma se obtienen los valores de la variación térmica de la resistencia y la sensibilidad del piezorresistor como magnitudes de un circuito capaces de variar según la temperatura de simulación.

Por otra parte, se encuentra la fuente E, que constituye el centro del modelo. Esta presenta conectada en serie una fuente de voltaje constante de valor 0 (Vsense), que no altera ningún parámetro del circuito, pero funciona como un amperímetro que se usa para obtener el valor de la corriente que circula por ella. El valor de E se define usando todos los parámetros anteriormente descritos como:

$$E = R_0 \cdot I(Vsense) \cdot V(1,2) \cdot [1 + signo \cdot sens \cdot V(2,0) \cdot P] \quad (5)$$

Al ser E el valor de un voltaje, este modelo puede verse como el producto del valor de la resistencia del piezorresistor con su dependencia de los cambios de temperatura y presión por el valor de la corriente que circula por él, de acuerdo con la ecuación:

$$E = \{R_0 \cdot V(1,2) \cdot [1 + signo \cdot sens \cdot V(2,0) \cdot P]\} \cdot I(Vsense) \quad (6)$$

Al realizar la simulación, PSPICE anula el factor  $I(Vsense)$  usando la misma relación de la ley de Ohm para obtener el valor de la resistencia equivalente, dado por:

$$R_{piezo} = \frac{E}{I(Vsense)} \quad (7)$$

Y sustituyendo la ecuación (6) en la ecuación (7) se obtiene:

$$R_{piezo} = R_0 \cdot V(1,2) \cdot [1 + signo \cdot sens \cdot V(2,0) \cdot P] \quad (8)$$

La presión es definida como un parámetro P, dado que PSPICE no brinda la posibilidad de trabajar con presión como magnitud física, pero sí con un parámetro definido convenientemente, como se muestra en el modelo de la Fig. 2.

```
.subckt piezo pin1 pin2 params:  
+ signo={SIGNO} sens={SENS} Ro={ro} TCR1={tcr1} TCR2={tcr2} TCS1={tcs1} TCS2={tcs2} Pressure={P}  
.model RM1 RES R=1 TC1={TCR1} TC2={TCR2}  
.model RM2 RES R=1 TC1={TCS1} TC2={TCS2}  
I1 0 1 1m  
R1 1 2 RM1 1K  
R2 2 0 RM2 1K  
E pin1 3 value={Ro*I(Vsense)*V(1,2)*(1+signo*sens*V(2,0)*{Pressure})}  
Vsense 3 pin2 0  
.ends
```

Figura 2

Representación del modelo del piezorresistor en netlist de PSPICE.

## 2.2.-MODELO MATEMÁTICO DEL PUENTE A NIVEL DE PIEZORRESISTORES.

En su implementación circuital, los piezorresistores se disponen usando la configuración de un puente de Wheatstone con los cuatro elementos activos, siendo cada piezorresistor modelado de acuerdo al modelo anteriormente explicado en la subsección 2.1. El objetivo de la implementación del puente es la obtención de un voltaje de salida del sensor, que es la diferencia entre los voltajes en los nodos intermedios de las ramas del puente.

Teniendo en cuenta el principio de funcionamiento de un puente de Wheatstone, en el modelo, el parámetro “signo” establece si el valor de resistencia de cada piezorresistor aumenta o disminuye con el aumento de la presión. Dos de los piezorresistores aumentan y dos disminuyen con el aumento de la presión. De esta forma al aplicarse una presión sobre el sistema se produce un aumento del voltaje en el nodo intermedio de una de las ramas del puente y una disminución del voltaje en la otra rama, obteniéndose la máxima diferencia posible entre ellos, la cual representa el voltaje de salida del sensor.

Para la implementación del modelo en PSPICE resulta conveniente declarar el modelo de un piezorresistor como subcircuito de tal forma que para conformar el puente solo haya que declarar los piezorresistores y asignar a cada uno sus respectivos parámetros. A continuación, se muestra en la Fig. 3 la implementación del modelo para un sensor de la serie 9S del fabricante Keller con sus parámetros reales obtenidos después de un proceso de caracterización del mismo. Aunque en esta contribución se utiliza PSPICE, el modelo puede ser aplicado en otras variantes de SPICE con mínimas variaciones en la sintaxis. Aunque este trabajo se basa en un sensor Keller todos los procedimientos aquí descritos pueden ser aplicados a cualquier puente piezorresistivo que esté formado por cuatro piezorresistores, donde dos de ellos aumenten su valor de resistencia con la presión y en los otros dos disminuya.

El modelo de puente propuesto en este trabajo funciona independientemente si el puente es alimentado con una fuente de voltaje o una fuente de corriente constante. Para la alimentación con corriente, más usada por la conocida autocompensación de la variación térmica de la sensibilidad, el modelo es usado como está descrito en la Fig. 3. En el caso que sea alimentado con voltaje constante sería necesario añadir al puente una resistencia en cada rama de valor menor que la unidad de forma tal que no afecte el comportamiento del puente, como artificio para lograr la convergencia del modelo y asegurar la caída de las diferencia de voltaje entre la suma de los voltajes impuestos por las fuentes dependientes del modelo de los piezorresistores y la fuente de voltaje que alimenta el puente.

```
.OPTIONS TNOM=40  
X1 VBB pinB piezo PARAMS:  
+signo=1 sens=0.004453 Ro=3465.8 TCR1=0.002379 TCR2=0.0000005 TCS1=-0.002085 TCS2=0.00000005 Pressure={P}  
X2 VBB pinA piezo PARAMS:  
+signo=-1 sens=0.004453 Ro=3465.8 TCR1=0.002379 TCR2=0.0000005 TCS1=-0.002085 TCS2=0.00000005 Pressure={P}  
X3 pinB 0 piezo PARAMS:  
+signo=-1 sens=0.004453 Ro=3465.8 TCR1=0.002379 TCR2=0.0000005 TCS1=-0.002085 TCS2=0.00000005 Pressure={P}  
X4 pinA 0 piezo PARAMS:  
+signo=1 sens=0.004453 Ro=3465.8 TCR1=0.002379 TCR2=0.0000005 TCS1=-0.002085 TCS2=0.00000005 Pressure={P}  
  
ICC 0 VBB 1m  
.DC PARAM P LIST 0 2.5 5 7.5 10 TEMP LIST 0 20 40 60 80  
.PRINT DC V([pinA], [pinB])  
.PRINT DC V([VBB])  
.probe
```

Figura 3

Representación del modelo circuital del puente en netlist de PSPICE usando como base el subcircuito definido en la Fig. 2.

### 3.-ADAPTACIÓN DEL MODELO A LAS CARACTERÍSTICAS GENERALES DE UN PUNTE

#### 3.1.- MÉTODO EMPLEADO EN LA SOLUCIÓN

Se propone una adaptación del modelo anteriormente descrito para modelar un puente comercial usando un ingenioso método de adaptación que permite usar este modelo sin conocer las características de los piezorresistores que conforman el puente.

La idea es asignar a cada uno de los piezorresistores los valores de R, TCR, sensibilidad y TCS del puente, para luego establecer en diferentes piezorresistores un valor de cada uno de estos parámetros como una variable desconocida. Luego, para el ajuste del modelo, el problema se reduce a encontrar los valores que deben tomar las variables establecidas para cada uno de los parámetros con el fin de lograr la máxima aproximación al comportamiento real del sensor. La adaptación del modelo en PSPICE se muestra en la Fig. 4.

```
X1 VBB pinB piezo PARAMS:  
+signo=1 sens=0.004453 [Ro={Roo}] TCR1=0.002379 TCR2=0.0000005 [TCS1={TCS1o}] TCS2=0.00000005 Pressure={P}  
X2 VBB pinA piezo PARAMS:  
+signo=-1 [sens={SENSo}] Ro=3465.8 [TCR1={TCR1o}] TCR2=0.0000005 TCS1=-0.002085 TCS2=0.00000005 Pressure={P}  
X3 pinB 0 piezo PARAMS:  
+signo=-1 sens=0.004453 Ro=3465.8 TCR1=0.002379 [TCR2={TCR2o}] TCS1=-0.002085 TCS2=0.00000005 Pressure={P}  
X4 pinA 0 piezo PARAMS:  
+signo=1 sens=0.004453 Ro=3465.8 TCR1=0.002379 TCR2=0.0000005 TCS1=-0.002085 [TCS2={TCS2o}] Pressure={P}
```

Figura 4

Adaptación del modelo circuital del puente.

Obsérvese que se establecen **Roo**, **TCR1o**, **TCR2o**, **TCS1o**, **TCS2o** y **SENSo** como las variables del modelo. Encontrar los valores que se deben asignar a estas variables para lograr que el modelo se comporte lo más cercanamente posible al sensor real constituye un problema inverso de optimización. Contando con los valores reales de salida del sensor para una serie de presiones y temperaturas diferentes, se propone su resolución en la subsección 3.3 usando un método en Matlab.

#### 3.2.-CARACTERIZACIÓN DEL PUNTE

Para realizar la adaptación propuesta del modelo es necesario conocer una serie de datos que comprende el voltaje de salida del sensor a varias presiones y varias temperaturas en dependencia del grado de precisión deseado en la modelación. Como la modelación de los coeficientes de dependencia térmica propuesta es cuadrática, debe realizarse una caracterización del puente para al menos tres presiones y tres temperaturas. Para el desarrollo de esta investigación, se realizaron las mediciones de los sensores a cinco presiones y cinco temperaturas diferentes. De estas se usan los valores extremos y medio para la modelación y los otros dos restantes para la comprobación de los resultados. Además, se debe contar con las mediciones de los valores de resistencia equivalente del puente y del voltaje en el terminal de alimentación para cada temperatura.

Si el fabricante no proporciona los datos necesarios, se somete el sensor a un proceso de caracterización para la extracción de estos parámetros como se describe a continuación.

Para la obtención del Coeficiente Térmico de la Resistencia (TCR), se usan los valores de resistencia equivalente del puente para las temperaturas máxima y mínima sin presión aplicada ( $R_{m\acute{a}x}$  y  $R_{m\acute{i}n}$ ). Considerando una variación lineal de la resistencia con la temperatura, el TCR puede obtenerse como la pendiente de esta relación lineal, de la siguiente forma, donde  $T_{m\acute{a}x}$  y  $T_{m\acute{i}n}$  representan las temperaturas extremas usadas en la medición:

$$TCR = \frac{R_{m\acute{a}x} - R_{m\acute{i}n}}{T_{m\acute{a}x} - T_{m\acute{i}n}} \quad (9)$$

El resultado obtenido de la ecuación (9) constituye la razón de cambio de la relación lineal considerada entre resistencia y temperatura, y como razón de cambio entre estas magnitudes estará dada en unidades de  $\Omega/^{\circ}C$ . Sin embargo, para el modelo

aquí propuesto, este valor debe ser transformado, por lo que resulta necesario dividirlo entre el valor de resistencia equivalente a la temperatura de referencia ( $R_{nom}$ ) para obtener un coeficiente con unidades de  $1/^\circ\text{C}$  de forma que al multiplicarse por la variación térmica se obtenga un escalar adimensional. Es por ello que debe ser usado en el modelo matemático como se muestra en la ecuación (10), donde  $TCR_T$  representa el valor transformado del TCR:

$$TCR_T = \frac{TCR}{R_{nom}} \quad (10)$$

Para la obtención de la sensibilidad del puente, teniendo en cuenta que esta es la razón de cambio del voltaje de salida con la presión, se usan los valores de salida máximo y mínimo del sensor ( $V_{S_{m\acute{a}x}}$  y  $V_{S_{m\acute{i}n}}$ ), calculándose el valor de sensibilidad como se muestra en la ecuación (11), donde  $P_{m\acute{a}x}$  y  $P_{m\acute{i}n}$  representan los valores extremos de presión usados en la medición y  $Sens$  representa el valor de sensibilidad:

$$Sens = \frac{V_{S_{m\acute{a}x}} - V_{S_{m\acute{i}n}}}{P_{m\acute{a}x} - P_{m\acute{i}n}} \quad (11)$$

Para obtener el valor transformado de la sensibilidad ( $Sens_T$ ) del puente que debe ser llevado al modelo propuesto, el valor obtenido en la ecuación (11) debe dividirse entre el valor del voltaje en el terminal de alimentación del puente ( $V_{b_{nom}}$ ) a la temperatura de referencia, de acuerdo con la ecuación:

$$Sens_T = \frac{Sens}{V_{b_{nom}}} \quad (12)$$

Una vez obtenido el valor de la sensibilidad, es necesario obtener el valor de su coeficiente térmico (TCS), considerando de igual forma, un comportamiento lineal de esta con la temperatura. Para ello, se debe recurrir a las mediciones realizadas al sensor y calcular por medio de las ecuaciones (11) y (12) los valores de sensibilidad del sensor para las temperaturas máxima y mínima ( $Sens_{m\acute{a}x}$  y  $Sens_{m\acute{i}n}$ ). Una vez hallados estos, se calcula el valor del TCS como la pendiente de la relación entre sensibilidad y temperatura, según la ecuación:

$$TCS = \frac{Sens_{m\acute{a}x} - Sens_{m\acute{i}n}}{T_{m\acute{a}x} - T_{m\acute{i}n}} \quad (13)$$

Este valor también debe ser transformado, dividiéndolo entre el valor de sensibilidad a la temperatura de referencia. Dado que el TCS tiene unidades de sensibilidad por unidad de temperatura ( $\text{V}/\text{bar}/^\circ\text{C}$ ), al dividirse entre un valor de sensibilidad se obtiene un coeficiente con unidades de  $1/^\circ\text{C}$ , de forma que al multiplicarse por la variación térmica se obtiene un escalar adimensional. Este valor transformado del TCS es representado en la ecuación (14) como  $TCS_T$  :

$$TCS_T = \frac{TCS}{Sens_T} \quad (14)$$

El TCS obtenido a partir de la ecuación (14), al haber sido alimentados los puentes con corriente constante (razón por la cual se denominará a partir de ahora  $TCS_I$ ), depende de la variación del coeficiente piezorresistivo y también del coeficiente térmico de los piezorresistores. Este  $TCS_I$  es, matemáticamente, la suma algebraica del TCS que experimentaría el puente si hubiese sido alimentado con voltaje, el que se llamará  $TCS_V$ , y el TCR (transformado) del puente. Esta relación se plantea en la siguiente ecuación:

$$TCS_I = TCS_V + TCR_T \quad (15)$$

Al modelo propuesto, debe ser llevado el  $TCS_V$ , para que, al ser alimentado el puente con corriente, la combinación en cada uno de los piezorresistores de este  $TCS_V$  con el TCR origine el  $TCS_I$  que experimenta el puente realmente. Es por ello que finalmente el valor que se está buscando para el modelo propuesto es el que se obtiene de la ecuación (16):

$$TCS_V = TCS_I - TCR_T \quad (16)$$

Por último, se debe tener en cuenta que para realizar una modelación precisa no basta considerar relaciones de dependencia lineal entre resistencia y sensibilidad con la temperatura; en la mayoría de los casos resulta inexacto aproximar dichas relaciones por medio de rectas. Es por ello que para la modelación se propone usar coeficientes de segundo orden para realizar una mejor aproximación a estas relaciones térmicas usando componentes cuadráticas.

Para obtener los coeficientes cuadráticos de la sensibilidad y la resistencia se pueden usar métodos matemáticos de ajuste de curvas. El valor de estos coeficientes cuadráticos en la forma en que deben ser llevados al modelo siempre oscila alrededor de  $5 \times 10^{-7} \text{ 1}/(^{\circ}\text{C})^2$ . Es por ello que, para el modelo, se considera este valor para el TCS y el TCR de segundo orden, teniendo en cuenta que estos valores no darán los resultados finales de la modelación, sino que solo serán usados para ajustar el modelo.

De esta forma se obtienen a partir de las mediciones realizadas al sensor los valores de cada uno de los parámetros que requiere el modelo para su implementación, quedando pendiente solamente el ajuste de los resultados mediante la búsqueda de los parámetros variables establecidos.

### 3.2.1-DESCRIPCIÓN DE LAS MEDICIONES

Los cinco sensores OEM de Keller de la serie 9S fueron introducidos en una cámara climática para el control de la temperatura y dentro de ella conectados mediante un distribuidor neumático a un calibrador de presión que permite fijar la presión deseada en la línea neumática. Los cables de conexión a cada sensor, debidamente apantallados, son extraídos de la cámara para suministrar la alimentación y hacer las mediciones del voltaje de salida de cada sensor, del voltaje entre los terminales de alimentación y de la resistencia del puente. Para la estabilización de la temperatura en el interior de los sensores se esperó dos horas y media en cada una de las 5 temperaturas medidas (0 °C, 20 °C, 40 °C, 60 °C y 80 °C) después que la cámara estabilizara [15]. En cada una de las temperaturas se colocaba en la línea neumática cada una de las cinco presiones (0 bar, 2,5 bar, 5 bar, 7,5 bar y 10 bar), las cuales demoran menos de 30 segundos en estabilizar.

La cámara climática usada es la VLC4006 fabricada por Vötsch. Esta cámara permite un rango de temperatura entre -40 °C y 180 °C con desviaciones de la temperatura en el tiempo de  $\pm 0,3 \text{ }^{\circ}\text{C}$  a  $\pm 1,0 \text{ }^{\circ}\text{C}$  y desviaciones espaciales de  $\pm 0,5$  a  $\pm 2,0 \text{ }^{\circ}\text{C}$ . El calibrador de presión utilizado fue un DPI515 del fabricante General Electric. Para el experimento se utilizó con un módulo con rango entre 0 bar y 10,34 bar relativo a la presión atmosférica. La precisión del DPI515 con el módulo utilizado es de 0,01 % del valor a plena escala y tiene una estabilidad de la medición en el tiempo de 0,01 % de la lectura por año.

Para las mediciones de voltaje y de resistencia del puente se utilizó el multímetro 34401A del fabricante Agilent Technologies que tiene una resolución de 6 ½ dígitos. Para la medición de la salida del sensor se utilizó el rango de 1,0 V en el cual tiene una exactitud de  $\pm (0,004 \text{ \% de la lectura más } 0,0007 \text{ \% del rango})$ . Para la medición del voltaje en los terminales de alimentación se utilizó el rango de 10,0 V en el cual tiene una exactitud de  $\pm (0,0035 \text{ \% de la lectura más } 0,0003 \text{ \% del rango})$ . Para la medición de la resistencia del puente se utilizó el rango de 10,0 k $\Omega$  en el cual tiene una exactitud de  $\pm (0,01 \text{ \% de la lectura más } 0,001 \text{ \% del rango})$ . Para la alimentación se utilizó una fuente Keithley 2401 en modo corriente fijada a 1 mA. En este modo la resolución de la fuente es de 50 nA con una exactitud de  $\pm (0,034 \text{ \% de la lectura más } 200 \text{ nA})$ .

Una de las posibles fuentes de errores en la medición es la no estabilización térmica de todas las partes que componen el sensor pues la cámara climática puede tener una temperatura y los piezorresistores dentro del sensor otra. Por la experiencia del grupo de trabajo está definido que esperando dos horas y media se logra la estabilización térmica del cuerpo del sensor. Para minimizar las interferencias como fuente de errores en las mediciones se tomaron medidas como el uso de cables apantallados y un correcto uso de la tierra física del laboratorio.

### 3.3.-OBTENCIÓN DE PARÁMETROS VARIABLES Y AJUSTE DEL MODELO

La obtención de los valores variables mediante los cuales se ajusta el modelo propuesto a los valores reales de salida de un sensor, como ya se ha señalado, constituye un problema inverso al que se dará solución como problema de optimización. Contando con los valores de las mediciones realizadas al sensor a tres presiones y tres temperaturas diferentes como patrón de aproximación, el método de resolución se basa en buscar qué valor de los parámetros variables reduce al mínimo las diferencias entre los datos obtenidos mediante el modelo en forma de matriz, y la matriz que se tiene con los datos reales del sensor. Se propone para ello un método de optimización no lineal programado en Matlab, que se basa en la implementación de la función "fmincon", usada para encontrar el valor mínimo que devuelve una función escalar de varias variables no lineal y sujeta a una serie de restricciones [21]. Normalmente, se conoce este tipo de problemas como optimización no lineal con



restricciones o programación no lineal y la función escalar de varias variables que se desea optimizar, se llamará función objetivo.

Primeramente, se establecen los valores de los parámetros de los piezorresistores obtenidos de la caracterización del puente, que incluyen los valores de resistencia equivalente, TCR, TCS y sensibilidad del puente (ver Tabla 1). A continuación, debe definirse la matriz del voltaje de salida real del sensor, así como los valores de  $V_b$  para cada temperatura (ver Tabla 2).

**Tabla 1**

**Valores de los parámetros de un puente comercial tomado como muestra para el ajuste del modelo descrito obtenidos del proceso de caracterización.**

Parámetro	Valor
Rb	3465,8 $\Omega$
TCR <sub>1</sub>	0,002379
TCR <sub>2</sub>	0,0000005
TCS <sub>1</sub>	-0,002085
TCS <sub>2</sub>	0,0000005
sens	0,004453
T <sub>nom</sub>	40 °C

**Tabla 2**

**Valores reales de voltaje de salida y voltaje en el terminal de alimentación del puente para un sensor comercial tomado como muestra para el ajuste del modelo descrito.**

	Presión (bar)	Temperaturas (°C)		
		0	40	80
V <sub>s</sub> (mV)	0	12,635	13,33	14,675
	5	89,73	90,83	93,545
	10	166,55	168,09	172,23
V <sub>b</sub> (V)		3,1745	3,4753	3,8379

Luego, se define una matriz que contiene las cotas de los valores a encontrar, para luego definir las opciones del algoritmo que implementará la función “fmincon” (se implementa el algoritmo “interior-point”, porque resulta más preciso para este tipo de problemas). A esto seguirá la implementación de la función “fmincon”. Obsérvese en su implementación la declaración de los parámetros y la función objetivo, que será aquella que se desea optimizar. Para mostrar los resultados se debe tener en cuenta que “X” será el vector que contiene los valores buscados para nuestras variables, o sea, que contiene la solución del problema; “ValorFO” muestra el valor que toma nuestra función objetivo para la solución “X”; “CondSalida” muestra un valor que constituye un indicador del grado de efectividad logrado en la optimización; y por último, “MatrizVoltajes” mostrará la matriz de voltajes lograda con la solución del problema, que será finalmente el resultado que se obtendrá en la modelación. El algoritmo implementado se presenta en la Fig. 5.

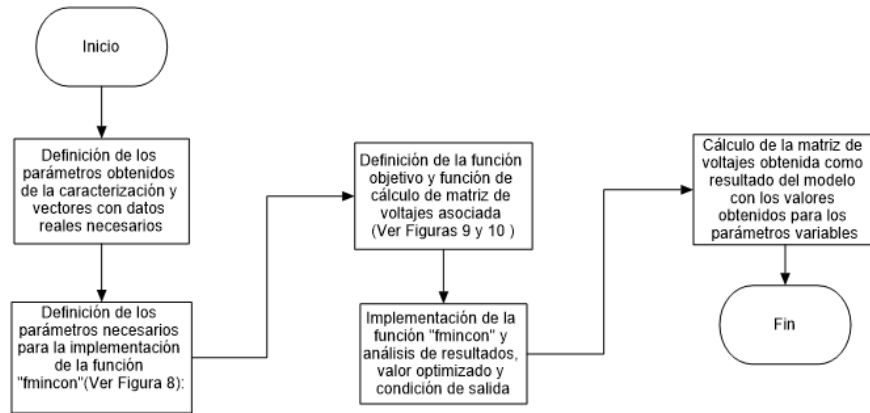


Figura 5

Algoritmo en Matlab para la búsqueda de los parámetros basado en la función “fmincon”.

La Fig. 6 muestra el listado con los códigos del fichero de programa de Matlab, donde se observa la implementación del algoritmo presentado con la utilización de la función “fmincon” para la optimización.

```

% Resolución
Cotas = [Rb/2,3*Rb/2;
        -0.5,0.5;
        -0.5,0.5;
        -0.5,0.5;
        -0.5,0.5;
        -0.5,0.5];
X0 = mean(Cotas,2);
options = optimoptions('fmincon','Algorithm','interior-point'); % run interior-point algorithm
%options = optimoptions('fmincon','Algorithm','Active-set'); % Active-set algorithm
[X, ValorFO,CondSalida] = fmincon(@(X) FunObjetivo(X,Vb,Rb,TCR1,TCR2,TCS1,TCS2,sens,T,Tnom,P,Volt_Obs),X0,[],[],[],[],Cotas(:,1),Cotas(:,2),[],options);

% Resultados
disp('Rbv = X(1); TCS1v = X(2); TCS2v = X(3); TCR1v = X(4); TCR2v = X(5); sensv = X(6);')
format shortg
X %#ok<*NOPI>
ValorFO
CondSalida
MatrizVoltajes=CalculoVoltaje(X,Vb,Rb,TCR1,TCR2,TCS1,TCS2,sens,T,Tnom,P)
format short
    
```

Figura 6

Códigos del fichero de programa de Matlab donde se implementa el algoritmo descrito.

En la Fig. 7 se muestra la definición e implementación en Matlab de la función objetivo sobre la cual actuará la función “fmincon”. Obsérvese que la función calcula una matriz de voltajes para luego calcular la suma de los cuadrados de las diferencias con la matriz real que se toma como referencia. El objetivo del procedimiento implementado es, por lo tanto, buscar los valores que reducen al valor mínimo esa suma.

```

function FO = FunObjetivo(X,Vb,Rb,TCR1,TCR2,TCS1,TCS2,sens,T,Tnom,P,Volt_Obs)
% 1.- Calculo de los valores observados
Volt_Cal = CalculoVoltaje(X,Vb,Rb,TCR1,TCR2,TCS1,TCS2,sens,T,Tnom,P);
% 2.- Calculo de las Diferencias entre los Valores Observados y los Calculados
[nf,nc] = size(Volt_Obs);
suma = 0;
for i = 1:nf
    for j = 1:nc
        suma=suma+(Volt_Cal(i,j)-Volt_Obs(i,j))^2;
    end;
end;
FO = sqrt(suma);
end
    
```

Figura 7

Función objetivo de la optimización.

Por último, se muestra en la Fig. 8 la definición e implementación en Matlab de la función que calcula la matriz del voltaje en cada instancia del programa. Esta función es la implementación del modelo matemático en sí:

```
function Volt = CalculoVoltaje(X,Vb,Rb,TCR1,TCR2,TCS1,TCS2,sens,T,Tnom,P)
% Esta función calcula la matriz del voltaje
nf = length(P);nc = length(T);Volt=zeros(nf,nc);
for i = 1:nf
for j =1:nc
Rbv = X(1); TCS1v = X(2); TCS2v = X(3); TCR1v = X(4); TCR2v = X(5); sensv = X(6);
R1 = Rbv*(1+TCR1*(T(j)-Tnom)+TCR2*(T(j)-Tnom)^2)*(1+sens*(1+TCS1*(T(j)-Tnom)+TCS2*(T(j)-Tnom)^2)*P(i));
R2 = Rb*(1+TCR1*(T(j)-Tnom)+TCR2*(T(j)-Tnom)^2)*(1-sens*(1+TCS1*(T(j)-Tnom)+TCS2*(T(j)-Tnom)^2)*P(i));
R3 = Rb*(1+TCR1v*(T(j)-Tnom)+TCR2*(T(j)-Tnom)^2)*(1-sensv*(1+TCS1*(T(j)-Tnom)+TCS2*(T(j)-Tnom)^2)*P(i));
R4 = Rb*(1+TCR1*(T(j)-Tnom)+TCR2*(T(j)-Tnom)^2)*(1+sens*(1+TCS1*(T(j)-Tnom)+TCS2*(T(j)-Tnom)^2)*P(i));
Volt(i,j) = Vb(j)*(R4/(R3+R4)-R2/(R1+R2));
end;
end;
end
```

Figura 8

Función de cálculo de la matriz de voltajes basada en el modelo circuital propuesto en PSPICE.

Como resultado del programa se obtendrá un vector que contiene los valores que se deben asignar a las variables establecidas en el modelo circuital en PSPICE. La Fig. 9 muestra la salida del programa con el vector que contiene los valores encontrados para el juego de parámetros de un puente comercial mostrado en las Tablas 1 y 2:

```
Local minimum possible. Constraints satisfied.

fmincon stopped because the size of the current step is less than
the default value of the step size tolerance and constraints are
satisfied to within the default value of the constraint tolerance.

<stopping criteria details>

Rbv = X(1); TCS1v = X(2); TCS2v = X(3); TCR1v = X(4); TCR2v = X(5); sensv = X(6);

X =

    3519.4
   -0.0020916
   1.1063e-05
    0.0023863
   3.0597e-07
    0.0044626

ValorFO =

    0.00016466
```

Figura 9

Salida del programa. El vector X contiene los valores buscados de los parámetros variables del modelo y el valor FO es el valor mínimo de la función objetivo optimizada con estos valores.

Hecho esto, se obtiene como resultado un modelo circuital que simula el comportamiento real del sensor que se desea modelar.

## 4.-RESULTADOS Y DISCUSIÓN

El modelo y método descrito en este trabajo fue aplicado para modelar el comportamiento de un grupo de sensores OEM del fabricante Keller. Los sensores fueron caracterizados para conocer sus parámetros a nivel de puente a cinco temperaturas y cinco presiones diferentes.

Dado el objetivo de encontrar un modelo que permita aproximar el comportamiento de los sensores con la mayor exactitud posible, se usó el algoritmo de búsqueda de parámetros descrito, tomando como referencia solo tres presiones y tres temperaturas. Para esto se usaron los valores extremos y el valor intermedio de cada magnitud medida. O sea, las temperaturas de 0 °C, 40 °C y 80 °C y las presiones de 0 bar, 5 bar y 10 bar son las tomadas como referencia. De esta forma se obtuvo una aproximación de los sensores reales basándose solo en estas combinaciones de valores presión-temperatura, y se usaron los valores restantes, correspondientes a las dos temperaturas y las dos presiones no incluidas en la búsqueda (20 °C y 60 °C para 2,5 bar y 7,5 bar), para comprobar la validez del modelo. Como la modelación es cuadrática, tres puntos es el mínimo posible. En la Tabla 3 se presentan los resultados obtenidos por el modelo de la salida del puente y el error relativo al intervalo de

medida de esta salida del modelo respecto a los valores medidos en la caracterización. Por ser el error el elemento principal del análisis no se muestran los datos medidos en la caracterización.

El máximo error obtenido es de 7,804 % del intervalo de medida para temperatura de 20 °C y presión cero, siendo la temperatura de 20 °C una de las que no se tomó como referencia. Los errores que están por encima de un 4 % del intervalo de medida siempre ocurren a presión de cero bar y se manifiesta en tres de los cinco sensores. La causa de este comportamiento puede deberse a que sea una de las presiones extremas del intervalo de medición, donde aumenta el error del modelo, sin embargo, esto no se manifiesta para la presión de 10 bar. Excepto en el sensor 4, que para temperatura de 20 °C y presión de 2,5 bar el error es de 3,142 % del intervalo de medida, en todos los demás casos fuera de la presión de cero bar los errores cometidos son inferiores al 2 % del intervalo de medida.

La exactitud de la modelación puede ser mejorada si se toman los 5 puntos como referencia, sin embargo, esto tiene un costo en tiempo pues la caracterización es un proceso demorado debido a los tiempos de estabilización de la temperatura, que puede llegar a dos horas y media en la cámara climática.

Para mostrar la aplicabilidad del modelo se presenta un ejemplo de la simulación en PSPICE de la compensación del voltaje de *offset* y de su coeficiente térmico (conocido como TCO) mediante un método básico usando resistencias conectadas al puente convenientemente. Igualmente, pudiera simularse la dependencia térmica en la sensibilidad del sensor y su compensación, lo que no se ejemplifica por problemas de espacio.

En la Fig. 10 (a) se presenta el circuito eléctrico para la simulación y en la Fig. 10 (b) los resultados. Los piezorresistores son representados por los subcircuitos X1, X2, X3 y X4 que implementan el modelo aquí expuesto. Las flechas diagonales en los piezorresistores representan los piezorresistores que aumentan su valor con la presión, con la flecha hacia arriba, y los que disminuyen su valor con el aumento de la presión, con la flecha hacia abajo. La resistencia RO se utiliza para compensar el voltaje de *offset* y la resistencia RTCO para compensar el coeficiente térmico del voltaje de *offset*. Los valores obtenidos de estas resistencias son 15 Ω y 3,3 MΩ respectivamente. Para la simulación fueron usados los parámetros del modelo extraídos para el sensor 2.

En la Fig. 10 (b) el eje de la izquierda corresponde al voltaje de *offset* no compensado y el de la derecha al voltaje de *offset* compensado. Nótese como se consigue modelar tanto la corrección del voltaje de *offset* (efecto de RO) como la disminución de su variación con la temperatura (efecto de RTCO). En ambos casos se modela la componente cuadrática de la dependencia térmica y se puede cuantificar que efecto tiene sobre el voltaje ya compensado.

Haber realizado la modelación anterior con un modelo que no tuviera en cuenta la componente cuadrática de la variación térmica, minimizaría el efecto de la temperatura sobre el voltaje de *offset* compensado y no se reproduciría un fenómeno de los sensores piezorresistivos que debe ser tomado en cuenta en los circuitos de acondicionamiento de señal.

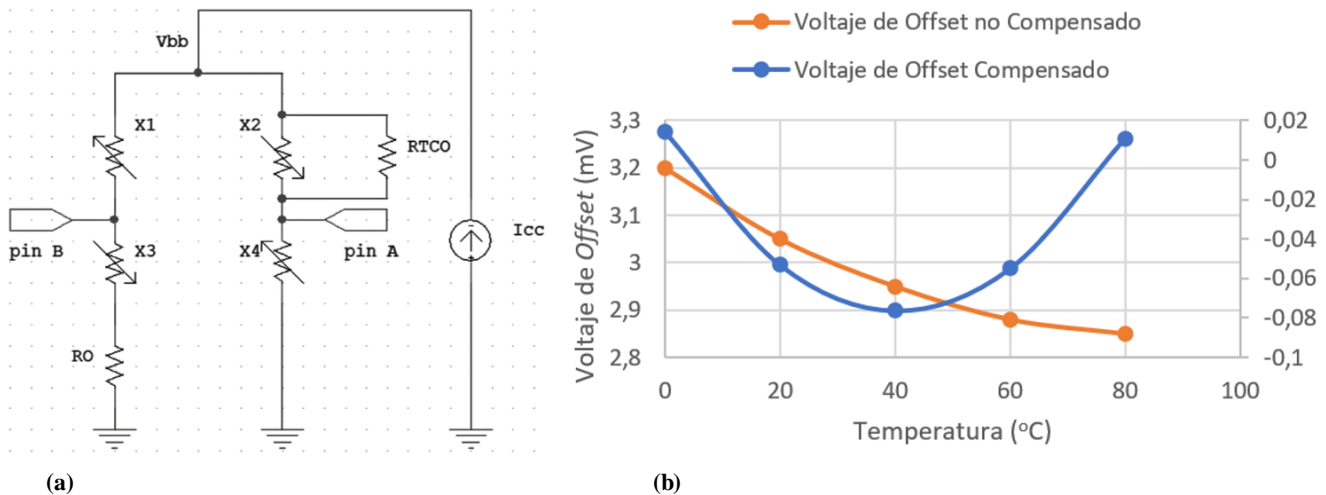


Figura 10

- (a) Circuito de puente piezorresistivo con compensación del voltaje de *offset* y del coeficiente térmico del voltaje de *offset* simulado en PSPICE. (b) Resultados de la modelación en PSPICE del voltaje de *offset* de un sensor piezorresistivo comercial antes y después de ser compensado, así como la dependencia térmica de ambos resultados.

## 5.- CONCLUSIONES

A partir de un modelo eléctrico a nivel de piezorresistores se ha desarrollado un modelo para sensores de presión piezorresistivos compatible con SPICE y que puede aplicarse a sensores comerciales de tipo puente. La extracción de los parámetros del modelo se realiza mediante la solución de un problema inverso de optimización.

Para cinco sensores modelados, el máximo error cometido es de 7,804 % del intervalo de medida y a presiones diferentes de cero bar el máximo error obtenido es de 3,142 % del intervalo de medida.

Con este modelo se resuelve la carencia que existía de un modelo compatible con SPICE a nivel de puente que permitiera una modelación cuadrática del comportamiento de un sensor piezorresistivo OEM. Este modelo funciona como herramienta de simulación para el diseño de circuitos de acondicionamiento de señal.

En estos momentos se trabaja en un nuevo procedimiento con el mismo fin, pero donde la extracción de parámetros se amplía de 6 a 24 parámetros buscando mejorar la exactitud.

## AGRADECIMIENTOS

Este trabajo fue desarrollado con el apoyo de la empresa MEMS Ltda. para la caracterización de los sensores. Se agradece también al CNPq (Programa RHA/E), FINEP (Programa de Microelectrónica), FAPESP (Programa PIPE) y a los laboratorios LSI y LME de la EPUSP, Brasil por el financiamiento.

**Tabla 3**  
**Voltajes de salida (Vs) obtenidos de la modelación propuesta para 5 sensores del fabricante Keller con sus errores relativos respecto a los valores de salida reales medidos.**

Presión (bar)	Temperaturas (°C)									
	0		20		40		60		80	
	Vs (mV)	Error relativo (%)	Vs (mV)	Error relativo (%)	Vs (mV)	Error relativo (%)	Vs (mV)	Error relativo (%)	Vs (mV)	Error relativo (%)
<b>Sensor 1</b>										
0	12,70	0,499	12,91	1,223	13,35	0,150	13,93	0,279	14,65	0,170
2,5	50,79	0,840	51,41	0,029	52,10	0,038	52,88	0,236	53,76	0,674
5	89,66	0,080	89,90	0,089	90,85	0,022	91,84	0,179	92,88	0,711
7,5	127,10	0,843	128,40	0,070	129,60	0,085	130,80	0,107	132,00	0,677
10	166,59	0,024	166,90	0,030	168,40	0,184	169,70	0,077	171,10	0,656
<b>Sensor 2</b>										
0	3,20	2,204	3,05	7,804	2,95	2,043	2,88	0,664	2,85	1,062
2,5	41,37	1,288	41,49	0,072	41,61	0,144	41,74	0,524	41,90	1,039
5	79,54	1,260	79,92	0,324	80,26	0,236	80,60	0,522	80,96	1,027
7,5	117,70	1,217	118,40	0,303	118,90	0,218	119,50	0,417	120,00	0,990
10	155,90	1,123	156,80	0,324	157,60	0,152	158,30	0,415	159,10	0,922
<b>Sensor 3</b>										
0	3,49	1,869	3,24	4,177	3,05	0,861	2,91	0,206	2,82	1,294
2,5	43,84	1,350	43,81	0,364	43,80	0,409	43,84	0,608	43,93	1,168
5	84,19	1,301	84,38	0,460	84,56	0,348	84,77	0,563	85,05	1,139
7,5	124,50	1,222	124,90	0,446	125,30	0,263	125,70	0,475	126,20	1,043
10	164,90	1,092	165,50	0,337	166,10	0,150	166,60	0,407	167,30	0,971
<b>Sensor 4</b>										
0	7,18	0,645	8,81	6,047	9,99	6,785	10,74	1,178	11,04	0
2,5	49,02	1,010	50,87	3,142	52,26	1,278	53,21	0,718	53,73	0,904
5	90,86	0,981	92,93	1,921	94,53	1,291	95,68	0,548	96,42	0,915
7,5	132,70	0,874	135,00	1,280	136,80	0,531	138,20	0,382	139,10	0,848
10	174,50	0,790	177,10	0,923	179,10	0,312	180,60	0,320	181,80	0,780

Sensor 5										
0	11,89	0,295	12,30	1,569	12,68	1,676	13,02	0,805	13,32	1,025
2,5	52,41	0,964	52,99	0,123	53,55	0,047	54,12	0,212	54,72	0,870
5	92,93	0,995	93,68	0,256	94,43	0,032	95,23	0,266	96,12	0,795
7,5	133,40	0,936	134,40	0,193	135,30	0,015	136,30	0,227	137,50	0,708
10	174,00	0,776	175,10	0,120	176,20	0,091	177,40	0,146	178,90	0,611

## REFERENCIAS

- Baccar S, Levi T, Dallet D, Barbara F. Modeling and simulation of a Wheatstone bridge pressure sensor in high temperature with VHDL-AMS. 19th Symposium IMEKO and 17th IWADC Workshop Advances in Instrumentation and Sensors Interoperability. Barcelona; Spain; 2013.p. 621-624.
- Jindal SK, Magam SP, Shaklya M. Analytical modeling and simulation of MEMS piezoresistive pressure sensors with a square silicon carbide diaphragm as the primary sensing element under different loading conditions. Journal of Computational Electronics. 2018;17(4):1780-1789.
- Beddiaf A, Kerrou F, Kemouche S. A numerical model of joule heating in piezoresistive pressure sensors. International Journal of Electrical and Computer Engineering. 2016;6(3):1223-1232.
- Beddiaf A, Kerrou F, Bedra S, Merouani L, Kemouche S. Optimization of the thermal drift caused by Joule heating in piezoresistive pressure sensor. IEEE 12th Conference on PhD Research in Microelectronics and Electronics (PRIME). Lisbon; Portugal; 2016.p. 1-4.
- Vlassis S, Siskos S. A signal conditioning circuit for piezoresistive pressure sensors with variable pulse-rate output. Analog Integrated Circuits and Signal Processing. 2000;23(2):153-162.
- Constantin AV, Gheorghe GI. Study of piezoresistive and capacitive tactile sensors modeling and simulation for the best linearity with applications in modern microelectronics and walking analysis. IEEE 2017 International Semiconductor Conference (CAS). Sinaia; Romania; 2017.p. 241-244.
- Bouřa A, Kulha P, Husák M. Wirelessly powered high-temperature strain measuring probe based on piezoresistive nanocrystalline diamond layers. Metrology and Measurement Systems. 2016;23(3):437-449.
- Sung C-A, Liu T-Y, Zope AA, Li M-H, Li S-S. Interface circuit design to enable miniaturization of thermal-piezoresistive oscillators for mass sensing applications. IEEE 32nd International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS). Seoul; Korea; 2019.p. 899-902.
- Kumar S, Ropmay GD, Rathore PK, Rangababu P. An idea of implementing CMOS operational amplifier in summer configuration for the designing of highly sensitive pressure transducer. IEEE 2nd International Conference on Innovations in Electronics, Signal Processing and Communication (IESC). Shillong; India; 2019.p. 211-214.
- Delhaye TP, Flandre D, Francis LA, Cretu E. Macro-Modeling Library in Simscape for MEMS Pressure Sensors Based on Energy-Flow Paradigm. 2019 Symposium on Design, Test, Integration & Packaging of MEMS and MOEMS; 2019; Paris, France.p. 1-5.
- Castro F, Pentiado T, Blanco J, Xavier R, Sanches M, De Carvalho A. Crosstalk error analysis in IIDFC readout circuit for use in piezoresistive composite. IEEE Sensors Journal. 2017;18(1):382-389.
- Kumar SS, Pant BD. A MATLAB program for quick estimation of characteristics of piezoresistive pressure sensors. AIP Conference Proceedings. 2018;1989(1): 020021-1-020021-6.
- Ghemari Z, Saad S. Piezoresistive accelerometer mathematical model development with experimental validation. IEEE Sensors Journal. 2018;18(7):2690-2696.
- Kayed MO, Balbola AA, Moussa WA. A smart high accuracy calibration algorithm for 3-D piezoresistive stress sensor. IEEE Sensors Journal. 2016;17(5):1255-1263.
- Mayor CA, Charry E, Reina Muñoz R, Ramírez Beltrán J, Charry Rodríguez E. Compensación y calibración de transmisores de presión piezorresistivos de alto desempeño de forma simultánea. Ingeniería Electrónica, Automática y Comunicaciones. 2014;35(3):16-32.
- Chu CC, Dey S, Liu TY, Chen CC, Li SS. Thermal-piezoresistive SOI-MEMS oscillators based on a fully differential mechanically coupled resonator array for mass sensing applications. Journal of Microelectromechanical Systems. 2018;27(1):59-72.
- Basov MV, Prigodskiy DM, Holodkov DA. Modeling of sensitive element for pressure sensor based on bipolar piezotransistor. Journal of Sensors and Sensor Systems. 2017;6(1):17-24.
- Kumar S, Rathore PK, Rangababu P. Sensitivity enhancement of current mirror readout circuit based piezoresistive pressure transducer using differential amplifier. IEEE SENSORS 2018. New Delhi; India; 2018.p. 1-4.

19. Muranaka CS, Gongora-Rubio M. A simple SPICE model of piezoresistive strain gages using engineering parameters for signal conditioning circuits design. 1st Ibero-American Congress on Sensors and Biosensors (IBERSENSORS 98). Havana; Cuba; 1998.p. 37-39.
20. Pramanik C, Banerjee S, Mukherjee D, Saha H. Development of SPICE Compatible Thermal Model of Silicon MEMS Piezoresistive Pressure Sensor for CMOS-MEMS Integration. IEEE SENSORS 2006, EXCO. Daegu, Korea; 2006.p. 761-764.
21. Košuda M, Novotňák J, Fíľko M. Energy-oriented trajectory optimization of solar aircraft using fmincon function in MATLAB. IEEE 2019 International Conference on Military Technologies (ICMT). Brno; Czech Republic; 2019.p. 1-5.

## CONFLICTO DE INTERESES

Ninguno de los autores manifestó la existencia de posibles conflictos de intereses que debieran ser declarados en relación con este artículo.

## CONTRIBUCIONES DE LOS AUTORES

**Alejandro Perdomo-Campos:** contribución importante en la conceptualización y la creación del modelo aplicado en el artículo. Desempeñó un papel fundamental en la redacción del artículo y en la discusión y presentación de los resultados.

**David Ernesto Marón-Domínguez:** contribución importante en la conceptualización y la creación del modelo aplicado en el artículo. Brindó herramientas matemáticas para la extracción de los parámetros del modelo.

**Arturo Hernández-González:** contribución importante en la investigación, en la realización de los experimentos de caracterización de sensores comerciales y en el análisis e interpretación de los resultados finales.

**Luiz Antonio Rasia:** contribución en el análisis de los resultados. Realizó importantes valoraciones para la presentación de los resultados y en la revisión del borrador del artículo.

**Jorge Ramírez Beltrán:** contribución importante a la idea y diseño del trabajo, la revisión bibliográfica, el análisis e interpretación de los resultados y la revisión del borrador del artículo y su versión final.

## AUTORES

**Alejandro Perdomo-Campos.** Estudiante de Ingeniería en Telecomunicaciones y Electrónica. Alumno ayudante del Centro de Investigaciones en Microelectrónica de la Universidad Tecnológica de La Habana José Antonio Echeverría, Cujae, La Habana, Cuba. [aperdomoc@tele.cujae.edu.cu](mailto:aperdomoc@tele.cujae.edu.cu). No. ORCID: 0000-0002-6253-875X. Miembro del Grupo de Instrumentación y Sensores Inteligentes del Centro de Investigaciones Hidráulicas, Cujae. Investiga en sistemas embebidos, instrumentación y modelación matemática de sensores.

**David Ernesto Marón-Domínguez.** Licenciado en Matemática. Doctor en Ciencias Técnicas. Profesor del CEMAT de la Cujae. [dmaron@cemat.cujae.edu.cu](mailto:dmaron@cemat.cujae.edu.cu). No. ORCID: 0000-0003-4198-9962 Investigador colaborador del Centro de Investigaciones Hidráulicas, Cujae. Investiga en modelación numérica, agua subterránea y problemas inversos.

**Arturo Hernández-González.** Ingeniero en Telecomunicaciones y Electrónica. Investigador independiente. Colaborador del Grupo de Instrumentación y Sensores Inteligentes del Centro de Investigaciones Hidráulicas, Cujae. [turyhg12@gmail.com](mailto:turyhg12@gmail.com). No. ORCID: 0000-0001-5798-2189. Investiga en instrumentación, sensores inteligentes y acondicionamiento de señales.

**Luiz Antonio Rasia.** Licenciado en Física. Doctor en Ingeniería Eléctrica. Profesor adjunto de la Universidade Regional do Noroeste do Estado do Rio Grande do Sul (UNIJUI), Brasil. [rasia@unijui.edu.br](mailto:rasia@unijui.edu.br). No. ORCID: 0000-0001-8334-0956. Líder del Grupo de Pesquisa em Materiais e Dispositivos (GPMaD). Investiga en modelación matemática de dispositivos, sensores piezoresistivos y grafito sobre papel.

**Jorge Ramírez-Beltrán.** Ingeniero Electrónico. Doctor en Ciencias Técnicas. Investigador Titular. Jefe del Grupo de Instrumentación y Sensores Inteligentes del Centro de Investigaciones Hidráulicas, Cujae, La Habana, Cuba. [jramirez@cih.cujae.edu.cu](mailto:jramirez@cih.cujae.edu.cu). No. ORCID: 0000-0002-4125-2656. Investiga en instrumentación y detección y localización de eventos en tuberías.

