

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 810 574**

21 Número de solicitud: 201930781

51 Int. Cl.:

G01R 27/02 (2006.01)

G01N 33/00 (2006.01)

G01N 27/12 (2006.01)

12

SOLICITUD DE PATENTE

A1

22 Fecha de presentación:

06.09.2019

43 Fecha de publicación de la solicitud:

08.03.2021

71 Solicitantes:

UNIVERSIDAD DE MÁLAGA (100.0%)
Avenida Cervantes, 2
29071 Málaga ES

72 Inventor/es:

HIDALGO LÓPEZ, José Antonio;
BOTÍN CÓRDOBA, Jesús Alberto;
OBALLE PEINADO, Óscar y
SÁNCHEZ DURÁN, José Antonio

54 Título: **Método y dispositivo para la medición de resistencias mediante un circuito de interfaz directa**

57 Resumen:

Dispositivo y método para la medición de resistencias mediante un circuito de interfaz directa. El método comprende una sucesión de procesos alternados de carga y descarga de un condensador. Los procesos de descarga del condensador comprenden un primer, segundo y tercer proceso de descarga a través de una primera resistencia de calibración R_{c1} , una segunda resistencia de calibración R_{c2} y una resistencia R , respectivamente, obteniendo un primer T_{Rc1} , segundo T_{Rc2} y tercer T_R tiempo de descarga. Si el tiempo empleado en la descarga del condensador a través de la resistencia R excede un tiempo umbral T_x , se continua la descarga únicamente a través de la primera resistencia de calibración R_{c1} , obteniendo el tiempo de descarga $T'_{Rc1}(R)$ correspondiente. Finalmente, se estima la resistencia R a partir de los valores de las resistencias de calibración y los tiempos de descarga obtenidos, con una reducción considerable en el tiempo de medida empleado.

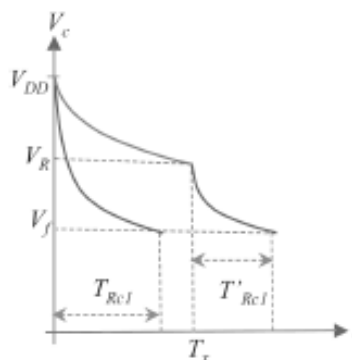


Fig. 3B

DESCRIPCIÓN

MÉTODO Y DISPOSITIVO PARA LA MEDICIÓN DE RESISTENCIAS MEDIANTE UN CIRCUITO DE INTERFAZ DIRECTA

5

Campo de la invención

La presente invención se engloba en el campo de los métodos y dispositivos que realizan mediciones de resistencias, por ejemplo, de sensores resistivos, utilizando un circuito de interfaz directa.

10

Antecedentes de la invención

Cada vez son más los sistemas digitales que reciben información del mundo exterior a través de sensores y, por esto, es importante el diseño de métodos sencillos que trasladen la información analógica proporcionada por el sensor a información digital manejada por el sistema. Dentro de los sensores inteligentes, un grupo importante de sensores lo constituyen los sensores resistivos que transforman la medida del valor de una determinada magnitud física en el valor de una resistencia. Así, existen sensores resistivos para medir la temperatura (conocidos como termistores), la detección de gases o sensores magneto-resistivos. Estos sensores también se pueden agrupar en conjuntos de sensores (*arrays*), por ejemplo, en anemometría, para la detección de gases o en grupos de sensores táctiles piezo-resistivos.

Se pueden utilizar distintos métodos para realizar la medida de la resistencia de un sensor y convertirla en información digital. Uno de los métodos más populares para realizar la conversión de resistencia a valor digital, sin la necesidad de utilizar conversores de señal analógica a digital (ADC, "*Analog-to-Digital Converter*"), es el conocido como circuito de interfaz directa (DIC, "*Direct Interface Circuit*"), el cual utiliza un dispositivo lógico programable. Este método [1], [2] requiere un mínimo número de componentes: el propio sensor resistivo cuya resistencia se va a medir, una o dos resistencias de calibración y un condensador. El hardware mínimo utilizado hace que el método sea simple, fácilmente integrable en cualquier sistema y barato, alcanzando prestaciones similares a la de los ADC [3]. En los últimos años se han publicado varios artículos que utilizan un circuito de interfaz directa con un dispositivo lógico programable, como microcontroladores [4] - [6] y FPGAs [7], [8], lo que muestra la gran versatilidad del método.

35

El principal problema que presenta un circuito de interfaz directa es el tiempo necesario para realizar la conversión de información. A cambio de la sencillez en el diseño es necesario medir tiempos relacionados con la descarga del condensador a través de cada una de las resistencias, lo cual puede enlentecer la velocidad de conversión, especialmente para resistencias elevadas. Dependiendo de la versión del circuito de interfaz directa del que se trate, el tiempo varía. El circuito de interfaz directa más rápido utiliza el método de calibración de punto único [9] (SPCM, "*Single Point Calibration Method*"), aunque es también el que presenta errores mayores. El SPCM necesita cargar y descargar un condensador dos veces. Las cargas se realizan siempre a través de una pequeña resistencia (o quizás incluso sin ella si el dispositivo lógico programable lo permite) de forma que requieren un tiempo muy reducido. Sin embargo, las descargas se realizan una vez a través de la resistencia del sensor, R , y otra a través de una resistencia de calibración conocida. Para obtener el valor de la resistencia R a medir basta con hacer el cociente de estos tiempos de descarga (los tiempos de descarga son medidos en ciclos del reloj interno del dispositivo lógico programable, PLD). Las operaciones aritméticas sencillas, como la utilizadas en cualquier circuito de interfaz directa, son realizadas internamente en el PLD, y el tiempo empleado en ellas es despreciable en comparación con el necesario para los procesos de carga y descarga del condensador. Por esta razón el tiempo necesario para la obtención de R se puede aproximar por la suma de los dos tiempos de carga y descarga. En las versiones más sofisticadas y exactas empleando un circuito de interfaz directa, el método de calibración de dos puntos (TPCM, "*Two Points Calibration Method*") y el método de auto-calibración de tres señales (TSACM, "*Three-signal Auto-Calibration Method*") [9], el tiempo de conversión se incrementa a tres tiempos de carga y descarga del condensador, donde las descargas se producen ahora a través de la resistencia a medir y dos resistencias de calibración.

Una idea incorrecta para disminuir el tiempo necesario para la obtención de R consiste en pensar que el problema se podría solucionar disminuyendo la capacidad del condensador, C . Sin embargo, en el documento [10] se muestra que para obtener unas prestaciones óptimas en un circuito de interfaz directa es necesario que la constante de tiempo en el proceso de descarga del condensador sea mayor que un determinado valor. Este valor mínimo es dependiente del rango de resistencias a medir, pero también del PLD utilizado y de los ruidos de cuantificación y eléctricos del circuito.

El problema puede ser aún más serio si lo que se pretende medir no es un sensor resistivo aislado sino un *array* de sensores resistivos, como suele ocurrir, por ejemplo, en sensores

táctiles o narices electrónicas. En estos casos, es crucial la reducción del tiempo de medida de un cuadro (*frame*) del *array* para poder obtener en tiempo real características del sistema con el que está interactuando, por ejemplo, para poder obtener información del agarre o deslizamiento en un sensor táctil [11] o para obtener información instantánea en una nariz electrónica.

Para realizar la conversión de la resistencia de un sensor a información digital se pueden emplear por tanto diversas variantes de circuitos de interfaz directa. Estas variantes difieren en la exactitud de las medidas, el tiempo necesario para realizar la conversión y la complejidad de los cálculos aritméticos. Entre los métodos con mayor exactitud que emplean un circuito de interfaz directa, TPCM y TSACM, el TPCM reúne mejores prestaciones para estimar la resistencia de un sensor, ya que requiere un tiempo menor para la conversión y también produce menores incertidumbres en la estimación de la resistencia del sensor. Sin embargo, este método necesita mucho tiempo para completar las medidas necesarias. Por este motivo, es necesario un nuevo método que consiga la reducción del tiempo de medida del circuito de interfaz directa.

REFERENCIAS

- [1] D. Sherman, "Measure Resistance and Capacitance without an A/D, AN449," 1993.
- [2] A. Webjörn, "Simple A/D for MCUs without built-in A/D converters, AN477," 1993.
- [3] L. Dutta, A. Hazarika, and M. Bhuyan, "Nonlinearity compensation of DIC-based multi-sensor measurement," *Measurement*, vol. 126, pp. 13–21, Oct. 2018.
- [4] F. Reverter, "Interfacing sensors to microcontrollers: a direct approach," *Smart Sensors MEMs*, pp. 23–55, Jan. 2018.
- [5] O. López-Lapeña, E. Serrano-Finetti, and O. Casas, "Low-Power Direct Resistive Sensor-to-Microcontroller Interfaces," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 65, no. 1, pp. 222–230, 2016.
- [6] A. Custodio, R. Pallas-Areny, and R. Bragos, "Error analysis and reduction for a simple sensor-microcontroller interface," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 50, no. 6, pp. 1644–1647, 2001.
- [7] Ó. Oballe-Peinado, F. Vidal-Verdú, J. A. Sánchez-Durán, J. Castellanos-Ramos, and J. A. Hidalgo-López, "Accuracy and Resolution Analysis of a Direct Resistive Sensor Array to FPGA Interface," *Sensors*, vol. 16, no. 2, p. 181, 2016.
- [8] O. Oballe-Peinado, J. A. Hidalgo-Lopez, J. A. Sanchez-Duran, J. Castellanos-Ramos, and F. Vidal-Verdu, "Architecture of a tactile sensor suite for artificial hands based on

FPGAs,” in Proceedings of the IEEE RAS and EMBS International Conference on Biomedical Robotics and Biomechatronics, 2012.

[9] F. Reverter, Direct Sensor To Microcontroller Interface Circuits. Marcombo, 2005.

[10] F. Reverter and R. Pallàs-Areny, “Effective number of resolution bits in direct sensor-to-microcontroller interfaces,” Meas. Sci. Technol., vol. 15, no. 10, pp. 2157–2162, Oct. 2004.

[11] O. Oballe-Peinado et al., “FPGA-Based Tactile Sensor Suite Electronics for Real-Time Embedded Processing,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 64, no. 12, 2017.

[12] F. Reverter, J. Jordana, M. Gasulla, and R. Pallàs-Areny, “Accuracy and resolution of direct resistive sensor-to-microcontroller interfaces,” Sensors Actuators A Phys., vol. 121, no. 1, pp. 78–87, May 2005.

[13] R. Pallàs-Areny, J. Jordana, and Ó. Casas, “Optimal two-point static calibration of measurement systems with quadratic response,” Rev. Sci. Instrum., vol. 75, no. 12, pp. 5106–5111, 2004.

[14] F. M. L. Van Der Goes and G. C. M. Meijer, “A novel low-cost capacitive-sensor interface,” IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 45, no. 2, pp. 536–540, 1996.

[15] “ISO 1993. Guide to the expression of uncertainty in measurement, International Organization for Standardization, Geneva, corrected and reprinted 1995.”.

[16] I. Xilinx, “Spartan-3AN FPGA Family Data Sheet,” 2014. [Online]. Available: http://www.xilinx.com/support/documentation/data_sheets/ds557.pdf. [Accessed: 09-Oct-2015].

[17] Ó. Oballe-Peinado, F. Vidal-Verdú, J. A. Sánchez-Durán, J. Castellanos-Ramos, and J. A. Hidalgo-López, “Smart Capture Modules for Direct Sensor-to-FPGA Interfaces,” Sensors, vol. 15, no. 12, p. 29878, 2015.

Descripción de la invención

La presente invención se refiere a un método y un dispositivo de medición de resistencias mediante circuito de interfaz directa que reduce considerablemente el tiempo de medida del método actualmente más rápido entre los más precisos, el método de calibración de dos puntos (TPCM).

Un primer aspecto de la presente invención se refiere a un método para la medición de resistencias basado en un circuito de interfaz directa.

El TPCM requiere medir tres tiempos relacionados con la descarga del condensador. Como el tiempo de descarga a través de la resistencia del sensor se incrementa con el valor de esta resistencia, este tiempo puede llegar a ser excesivo. Para vencer este problema, la presente invención propone un proceso de descarga modificado en el que parte de la
 5 descarga, que antes se realizaba a través del sensor resistivo únicamente, ahora se realiza con la resistencia de calibración más pequeña. Opcionalmente se puede además aplicar este proceso de descarga modificado a la resistencia de calibración de mayor valor, R_{C2} , consiguiendo con esta variante aún más rapidez, aunque con un compromiso entre velocidad e incertidumbre, de manera que esta variante presenta mayor rapidez, pero
 10 también una mayor incertidumbre en la medida de la resistencia del sensor.

El método de la presente invención puede conseguir reducciones del tiempo de conversión analógico-digital de hasta el 55% sin que se incrementen apreciablemente los errores relativos cometidos en las estimaciones de la resistencia R a medir. Esta reducción en el
 15 tiempo de conversión, sin modificar apenas la exactitud de las medidas, se consigue sin ninguna modificación en la estructura de un circuito de interfaz directa convencional TPCM y, por lo tanto, sin ningún coste a nivel de hardware.

El método para la medición de resistencias mediante un circuito de interfaz directa de la
 20 presente invención comprende una sucesión de procesos alternados de carga y descarga de un condensador.

Los procesos de descarga del condensador comprenden un primer proceso de descarga del condensador a través de una primera resistencia de calibración, obteniendo un primer
 25 tiempo de descarga; un segundo proceso de descarga del condensador iniciado a través de una segunda resistencia de calibración, de valor superior a la primera resistencia de calibración, obteniendo un segundo tiempo de descarga; y un tercer proceso de descarga del condensador iniciado a través de una resistencia R a medir, obteniendo un tercer tiempo de descarga.

30 Durante el tercer proceso de descarga del condensador se comprueba si el tiempo empleado en la descarga del condensador a través de la resistencia R excede un tiempo umbral, siendo dicho tiempo umbral superior al primer tiempo de descarga. En ese caso se continúa la descarga del condensador únicamente a través de la primera resistencia de
 35 calibración, obteniendo el tiempo de descarga que emplea la primera resistencia de

calibración en descargar el condensador en este tercer proceso de descarga.

Finalmente, se estima la resistencia R a partir de los valores de las resistencias de calibración, el tiempo umbral y los tiempos de descarga obtenidos.

5

En una realización del método objeto de la invención, el proceso de carga se realiza través de una resistencia de carga. Los procesos de carga y descarga del condensador y la estimación de la resistencia son ejecutados preferentemente por un dispositivo lógico programable (p. ej., una FPGA, un microcontrolador, etc.). En todos los casos, la descarga del condensador se realiza hasta que se alcanza una tensión umbral de detección de 0 lógico en el dispositivo lógico programable.

10

Opcionalmente, durante el segundo proceso de descarga del condensador se puede también comprobar si el tiempo empleado en la descarga del condensador a través de la segunda resistencia de calibración excede el tiempo umbral. En ese caso se continúa la descarga del condensador únicamente a través de la primera resistencia de calibración, obteniendo el tiempo de descarga que emplea la primera resistencia de calibración en descargar el condensador en el segundo proceso de descarga, donde dicho tiempo de descarga es empleado en la estimación de la resistencia R .

15

20

Un segundo aspecto de la presente invención se refiere a un dispositivo para la medición de resistencias basado en un circuito de interfaz directa. El dispositivo comprende un condensador, una primera resistencia de calibración, una segunda resistencia de calibración de valor superior a la primera resistencia de calibración, y un dispositivo lógico programable, como por ejemplo una FPGA o un microcontrolador, configurado para ejecutar las etapas del método anteriormente descrito. El dispositivo comprende preferentemente una resistencia de carga, estando el dispositivo lógico programable configurado para realizar los procesos de carga del condensador a través de dicha resistencia de carga.

25

30

Breve descripción de los dibujos

A continuación, se pasa a describir de manera muy breve una serie de dibujos que ayudan a comprender mejor la invención y que se relacionan expresamente con una realización de dicha invención que se presenta como un ejemplo no limitativo de ésta.

La figura 1 ilustra el circuito utilizado en el método TPCM para medidas de resistencias, el cual es también el circuito empleado en la presente invención.

5 La figura 2 ilustra el circuito utilizado en el método TSACM de acuerdo con el estado del arte.

La figura 3 muestra la evolución de la tensión del condensador, V_c , en las descargas a través de la resistencia de calibración R_{c1} y la resistencia a medir R . $V_c(t)$ será diferente dependiendo de la comparación del valor del tiempo de descarga a través de R , T_R , con la constante T_x . La figura 3A muestra la situación en la que T_R es menor que T_x . La figura 3B
10 ilustra la situación en la que T_R es mayor que T_x .

La figura 4 ilustra un diagrama de flujo del método de medición de resistencias de acuerdo a una primera realización de la presente invención (FCM I).
15

La figura 5 representa un diagrama de flujo del método de medición de resistencias de acuerdo a una segunda realización de la presente invención (FCM II).

La figura 6 muestra una gráfica con la incertidumbre en la medida del tiempo de descarga, cuando la descarga se realiza a través de una única resistencia.
20

Las figuras 7A-7C ilustran la incertidumbre en la medida de tiempos de descarga si se aplica el procedimiento modificado de descarga a través de una resistencia, para diferentes valores del parámetro T_x .
25

Las figuras 8A y 8B ilustran los errores máximos absolutos y relativos, respectivamente, para distintos valores de T_x en una primera variante de la presente invención, FCM I.

Las figuras 9A y 9B muestran los errores máximos absolutos y relativos, respectivamente, para distintos valores de T_x en una segunda variante de la presente invención, FCM II.
30

Las figuras 10A y 10B muestran la comparación entre los errores máximos absolutos y relativos, respectivamente, cometidos usando el método TPCM del estado del arte y las dos variantes de la presente invención (FCM I, FCM II) para un valor determinado del parámetro T_x y para distintas configuraciones de intensidad máxima de los buffers de la FPGA.
35

La figura 11 ilustra una tabla con los tiempos de medida T_{Rmax} y T_{max} en función de T_x y del método de calibración usado.

5 Descripción detallada de la invención

Todos los tipos de circuitos de interfaz directa (DIC) están basados en la comparación de tiempos de descarga de un condensador. Uno de los tiempos se obtiene a través de la descarga por un pin de un dispositivo lógico programable (PLD) unido a la resistencia R del sensor resistivo que se pretende medir y el resto de los tiempos (que pueden ser uno o dos) a través de pines conectados a resistencias de calibración conocidas, R_{ci} . El circuito de interfaz directa más sencillo es el tipo SPCM, ya que utiliza únicamente una resistencia de calibración. Debido a esto, el tiempo empleado en la conversión de la resistencia a un valor digital es el menor de todos; sin embargo, su precisión es bastante inferior (el error relativo que presenta este método puede ser de tres órdenes de magnitud mayor que el obtenido por los otros métodos [12]), por lo que normalmente no es usado en aplicaciones prácticas.

Por su parte, el circuito de interfaz directa de tipo TPCM, método de calibración de dos puntos, representado en la **figura 1**, utiliza dos resistencias de calibración, R_{c1} y R_{c2} . La resistencia de carga R_p (también llamada resistencia de pull-up), es utilizada para cargar el condensador C a la tensión de alimentación de los buffers del dispositivo lógico programable 100 (configurando el pin Pp como salida lógica 1) y su valor será tan pequeño como permitan las especificaciones del PLD para reducir el tiempo de carga al mínimo posible. Con el objetivo de conseguir esto, el resto de pines mostrados en la figura 1 pueden ser también configurados como salida lógica 1. A continuación, se realiza un proceso de descarga a través de la resistencia R o cualquiera de las resistencias de calibración R_{c1} o R_{c2} (el orden es indiferente) configurando el pin adecuado, Ps, Pc1 o Pc2, como salida lógica 0 y manteniendo el resto de pines en un estado de alta impedancia, HZ , lo que es equivalente a configurar dichos pines como entradas. El pin Pp estará también configurado como entrada y será el encargado de detectar el instante en el que la tensión del condensador ha descendido hasta un valor considerado como valor lógico 0 por el PLD. Esta sucesión de procesos de carga y descarga se realizan para las tres resistencias (R , R_{c1} y R_{c2}) en el orden que se considere conveniente.

El tiempo de descarga T_i a través de una resistencia R_i viene dado por:

$$T_i = (R_i + R_o) C \ln \left(\frac{V_i}{V_f} \right) \quad (1)$$

donde R_o es la resistencia de salida de cada pin configurado como salida lógica 0, V_i es el voltaje inicial de descarga (normalmente V_{DD} , la tensión de alimentación del PLD) y V_f es el voltaje final del proceso (la tensión umbral a la cual un pin de entrada pasa de detectar un valor lógico 1 a un valor lógico 0). Teniendo en cuenta (1), el TPCM utiliza la siguiente ecuación para estimar el valor de R :

$$R = \frac{T_R - T_{Rc1}}{T_{Rc2} - T_{Rc1}} (R_{c2} - R_{c1}) + R_{c1} \quad (2)$$

donde T_R , T_{Rc1} y T_{Rc2} son los tiempos de descarga a través de R , R_{c1} y R_{c2} , respectivamente. Gracias a como son utilizados los tiempos de descarga en (2), se puede eliminar la dependencia de R_o , C y el logaritmo neperiano que aparece en (1) en la estimación de R .

Por otra parte, se pueden tomar dos parámetros para valorar la velocidad de la conversión de la resistencia a un valor digital: el tiempo máximo T_{Rmax} empleado en descargar el condensador a V_f , y el tiempo máximo total T_{max} en el proceso de medición de R . Estos dos parámetros se toman ya que pueden existir aplicaciones en las que no sea necesaria una calibración simultánea para cada medida T_R , sino que, la calibración se realiza cada cierto tiempo, entre varias medidas de T_R . En el caso del TPCM estos dos parámetros vienen dados por:

$$T_{max}(TPCM) = 3 \cdot T_{charge} + T_R + T_{c1} + T_{c2} \quad (3)$$

$$T_{Rmax}(TPCM) = (R_{max} + R_o) C \ln \left(\frac{V_{DD}}{V_f} \right) \quad (4)$$

donde T_{charge} es el tiempo de carga. Como se ha comentado, el circuito se diseña para que este tiempo sea mínimo, por lo que es mucho menor que los otros tiempos que aparecen en el miembro de la derecha de la ecuación (3). Si además, se tiene en cuenta que $R_o \ll R, R_{c1}, R_{c2}$, se pueden aproximar (3) y (4) por,

$$T_{max}(TPCM) \approx k \cdot (R_{max} + R_{c1} + R_{c2}) \quad (5)$$

$$T_{Rmax}(TPCM) \approx k \cdot R_{max} \quad (6)$$

siendo k una constante para cada circuito,

$$k = C \ln \left(\frac{V_{DD}}{V_f} \right) \quad (7)$$

Por otro lado, en [13] se establece como criterio óptimo de diseño para el TPCM situar R_{c1} en el 15% del rango entre la resistencia máxima y mínima a medir, ΔR . También, en esta referencia se encuentra que R_{c2} debe estar en el 85% del rango. Así, $T_{max}(TPCM)$, viene dado por:

$$T_{max}(TPCM) \approx k(2R_{max} + R_{min}) \quad (8)$$

Como k es una característica de cada circuito (suponemos que se ha utilizado un valor mínimo de C de acuerdo con [9]) y R_{max} y R_{min} vienen determinadas por el tipo de sensor, no existe, inicialmente, ninguna opción para reducir este tiempo. Por último, la expresión (8) también se puede escribir,

$$T_{max}(TPCM) \approx \left(2 + \frac{R_{min}}{R_{max}} \right) T_{Rmax}(TPCM) \quad (9)$$

que en el caso muy común de que $R_{max} \gg R_{min}$ queda,

$$T_{max}(TPCM) \approx 2 \cdot T_{Rmax}(TPCM) \quad (10)$$

El tercer tipo de circuito de interfaz directa es el TSACM, método de auto-calibración de tres señales, cuyo circuito se muestra en la **figura 2**. Este método fue propuesto en [14] para la medida de capacidades, pero funciona de la misma manera para resistencias. El circuito realiza, como en el TPCM, la medida de tres tiempos de descarga: T_{R+Rc1} , el tiempo de descarga a través de las resistencias R y R_{c1} colocadas en serie, $T_{Rc2+Rc1}$, el tiempo de descarga a través de las resistencias R_{c1} y R_{c2} colocadas en serie y T_{Rc1} , el tiempo de descarga a través de la resistencia R_{c1} . Con estos tiempos y la ecuación (1) se puede hallar el valor de R como,

$$R = \frac{T_{R+Rc1} - T_{Rc1}}{T_{Rc2+Rc1} - T_{Rc1}} R_{c2} \quad (11)$$

La expresión (11) es más sencilla de evaluar que la ecuación (2), aunque la diferencia, en términos de tiempo y hardware, en los PLDs actuales puede ser insignificante. Para valorar los tiempos máximos de conversión, hay que tener en cuenta que, al mantener los criterios para los valores de las resistencias de calibración señalados anteriormente, R_{c1} se situará

en el 15% del rango de medida, mientras que, $R_{c2}+R_{c1}$ (que ahora juega el papel R_{c2} en el TPCM) estará en el 85%, por lo que R_{c2} estará en el 70% del rango de medida. Considerando esto, tendremos que el tiempo de descarga máximo por este método, $T_{Rmax}(TSACM)$, vendrá dado por:

$$5 \quad T_{Rmax}(TSACM) = 1,15 \cdot k \cdot R_{max} = 1,15 \cdot T_{Rmax}(TPCM) \quad (12)$$

Así mismo, T_{max} para este método, $T_{max}(TSACM)$, será:

$$T_{max}(TSACM) \approx k \cdot (R_{max} + 3R_{c1} + R_{c2}) = k \cdot (2,15 \cdot R_{max} + 1,85R_{min}) \quad (13)$$

Utilizando la ecuación (8), la ecuación (13) se transforma en:

$$T_{max}(TSACM) \approx T_{max}(TPCM) + T_{Rc1} \quad (14)$$

10 Las ecuaciones (12) y (14) muestran que la obtención de los valores de las resistencias siempre requiere más tiempo en el TSACM que en el TPCM.

Otro inconveniente que presenta el TSACM, cuando lo comparamos con el TPCM, deriva del hecho de que, como se muestra en [9], la incertidumbre en las medidas de los tiempos de descarga está relacionada linealmente con el valor de la resistencia a medir, siendo la
15 pendiente de la recta positiva. Esto significa, que $u(T_{R+Rc1}) > u(T_R)$ y $u(T_{Rc2+Rc1}) > u(T_{Rc2})$. Teniendo en cuenta este hecho y aplicando la ley de propagación de incertidumbres [15], la varianza de R utilizando TPCM, $u_{TPCM}^2(R)$, es:

$$\begin{aligned} u_{TPCM}^2(R) &= \left(\frac{\partial R}{\partial T_R} \right)^2 u^2(T_R) + \left(\frac{\partial R}{\partial T_{Rc1}} \right)^2 u^2(T_{Rc1}) + \left(\frac{\partial R}{\partial T_{Rc2}} \right)^2 u^2(T_{Rc2}) = \\ &= \frac{(R_{c2} - R_{c1})^2}{(T_{Rc2} - T_{Rc1})^2} \left(u^2(T_R) + \left(\frac{T_R - T_{Rc2}}{T_{Rc2} - T_{Rc1}} \right)^2 u^2(T_{Rc1}) + \left(\frac{T_R - T_{Rc1}}{T_{Rc2} - T_{Rc1}} \right)^2 u^2(T_{Rc2}) \right) = \\ &= \frac{1}{k^2} \left(u^2(T_R) + \left(\frac{R - R_{c2}}{R_{c2} - R_{c1}} \right)^2 u^2(T_{Rc1}) + \left(\frac{R - R_{c1}}{R_{c2} - R_{c1}} \right)^2 u^2(T_{Rc2}) \right) \end{aligned} \quad (15)$$

20 mientras que la varianza de R utilizando TSACM, $u_{TSACM}^2(R)$, es:

$$\begin{aligned}
 u_{TSACM}^2(R) &= \left(\frac{\partial R}{\partial T_{R+R_{c1}}} \right)^2 u^2(T_{R+R_{c1}}) + \left(\frac{\partial R}{\partial T_{R_{c1}}} \right)^2 u^2(T_{R_{c1}}) + \left(\frac{\partial R}{\partial T_{R_{c2}+R_{c1}}} \right)^2 u^2(T_{R_{c2}+R_{c1}}) = \\
 &= \frac{R_{c2}^2}{(T_{R_{c2}+R_{c1}} - T_{R_{c1}})^2} \left(u^2(T_{R+R_{c1}}) + \left(\frac{T_{R+R_{c1}} - T_{R_{c2}+R_{c1}}}{T_{R_{c2}+R_{c1}} - T_{R_{c1}}} \right)^2 u^2(T_{R_{c1}}) + \left(\frac{T_{R+R_{c1}} - T_{R_{c1}}}{T_{R_{c2}+R_{c1}} - T_{R_{c1}}} \right)^2 u^2(T_{R_{c2}+R_{c1}}) \right) \quad (16) \\
 &= \frac{1}{k^2} \left(u^2(T_{R+R_{c1}}) + \left(\frac{R - R_{c2}}{R_{c2}} \right)^2 u^2(T_{R_{c1}}) + \left(\frac{R}{R_{c2}} \right)^2 u^2(T_{R_{c2}+R_{c1}}) \right)
 \end{aligned}$$

Teniendo en cuenta que, en la expresión **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.** $R_{c2} - R_{c1}$ es igual a R_{c2} en la ecuación (16) (si sus valores siguen manteniendo los criterios expuestos anteriormente) se cumplirá,

$$u_{TPCM}(R) < u_{TSACM}(R) \quad (17)$$

y, por tanto, las estimaciones de R en el TSACM serán menos precisas que en el TPCM.

De acuerdo con estos resultados, es evidente que la pequeña ventaja computacional de usar la expresión (11) en lugar de la expresión (2) no compensa los inconvenientes derivados de que TSACM necesita más tiempo para estimar R y de que, la precisión de las medidas es menor. Así, el TPCM es el método preferido para realizar un circuito de interfaz directa.

Sin embargo, el gran inconveniente que presenta el TPCM es el tiempo necesario para estimar R . Según la ecuación (6), T_{Rmax} es proporcional a R_{max} y, dependiendo del sensor, este valor puede ser muy alto, por lo que las prestaciones temporales del circuito de interfaz directa podrían ser insuficientes en determinadas aplicaciones. Con el objetivo de reducir T_{Rmax} , el procedimiento de la presente invención está basada en el TPCM, al utilizar el mismo circuito, representado en la figura 1. Este nuevo procedimiento, al cual se puede denominar método de calibración rápida, FCM ("*Fast Calibration Method*"), necesita también tres procesos de carga y descarga. Dependiendo de cómo se reduzcan los tiempos de descarga, la nueva metodología propuesta por la presente invención presenta dos versiones, un primer método de calibración rápida (FCM I) y un segundo método de calibración rápida (FCM II), que serán explicadas a continuación.

En el primer método de calibración rápida se utiliza la resistencia de calibración mínima, R_{c1} , para acelerar el proceso de descarga a través de R , cuando sea necesario. La forma de

proceder es la siguiente: los procesos de carga y descarga se alternan como en el método TPCM y los procesos de descarga de R_{c1} y R_{c2} se realizan de la misma manera. Igualmente, si el tiempo de descarga a través de R , T_R , es menor que una determinada cantidad, tiempo umbral T_x (seleccionada por el diseñador), la descarga se realiza como en el TPCM y puede seguir utilizándose la ecuación (2) para estimar el valor de R , y las ecuaciones (5) y (6) para evaluar T_{max} y T_{Rmax} , respectivamente. Pero, si pasado el tiempo umbral T_x desde que comenzó la descarga de R no se ha detectado un valor lógico 0 en el pin Pp del PLD (esta condición es equivalente a $T_R > T_x$), se configura el pin Ps como entrada (alta impedancia HZ) y continúa la descarga a través de R_{c1} , lo cual constituye un procedimiento de descarga modificado. Las únicas condiciones que debe cumplir el tiempo umbral T_x son que:

$$T_{Rc1} < T_x < T_{Rmax} \quad (18)$$

Estas condiciones vienen del hecho de que para que el método sea coherente debe verificarse que $T_x > T_{Rc1}$ y de que, para que se consiga una reducción de tiempo en T_R , obviamente debe cumplirse que $T_x < T_{Rmax}$.

Ambos procesos de descarga se muestran en la Figura 3. La situación que aparece en la **figura 3A** coincide con los pasos a realizar en el TPCM. Sin embargo, en la situación ilustrada por la **figura 3B**, donde $T_R \geq T_x$, la estimación de R no puede realizarse usando la ecuación (2). Según se observa en la figura 3B, cuando el condensador C se está descargando a través de la resistencia R , una vez transcurrido el tiempo umbral T_x , la tensión en el condensador habrá alcanzado un valor V_R , que obviamente será función de R (V_R es mayor que la tensión umbral lógica 0 de los pines de entrada del PLD, V_f). Así, el tiempo umbral T_x se puede expresar como:

$$T_x = (R + R_o) C \ln \left(\frac{V_{DD}}{V_R} \right) \quad (19)$$

Por su parte, si definimos $T'_{Rc1}(R)$ como el tiempo que emplea R_{c1} en descargar el condensador desde V_R a la tensión umbral V_f , este tiempo viene dado por:

$$T'_{Rc1}(R) = (R_{c1} + R_o) C \ln \left(\frac{V_R}{V_f} \right) \quad (20)$$

Usando los valores de T_{Rc1} y T_{Rc2} dados por la expresión (1), T_x se puede escribir también como:

$$T_x = (R + R_o) C \ln \left(\frac{V_{DD}}{V_R} \right) = (R + R_o) C \ln \left(\frac{V_{DD}}{V_f} \right) \frac{\ln \left(\frac{V_{DD}}{V_f} \right) - \ln \left(\frac{V_R}{V_f} \right)}{\ln \left(\frac{V_{DD}}{V_f} \right)} =$$

$$= (R + R_o) C \ln \left(\frac{V_{DD}}{V_f} \right) \cdot \left(\frac{T_{Rc1} - T'_{Rc1}(R)}{T_{Rc1}} \right) \quad (21)$$

y operando con esta expresión se encuentra que,

$$\frac{R - R_{c1}}{R_{c2} - R_{c1}} = \frac{(R + R_o) C \ln \left(\frac{V_{DD}}{V_f} \right) - (R_{c1} + R_o) C \ln \left(\frac{V_{DD}}{V_f} \right)}{(R_{c2} + R_o) C \ln \left(\frac{V_{DD}}{V_f} \right) - (R_{c1} + R_o) C \ln \left(\frac{V_{DD}}{V_f} \right)} = \frac{\frac{T_{Rc1}}{T_{Rc1} - T'_{Rc1}(R)} T_x - T_{Rc1}}{T_{Rc2} - T_{Rc1}} \quad (22)$$

de donde finalmente,

$$R = \frac{\frac{T_{Rc1}}{T_{Rc1} - T'_{Rc1}(R)} T_x - T_{Rc1}}{T_{Rc2} - T_{Rc1}} (R_{c2} - R_{c1}) + R_{c1} \quad (23)$$

Así, la resistencia R se estima, para este primer método de calibración rápida (FCM I), según el siguiente par de ecuaciones y condiciones,

$$R = \begin{cases} \frac{T_R - T_{Rc1}}{T_{Rc2} - T_{Rc1}} (R_{c2} - R_{c1}) + R_{c1}, & T_R < T_x \\ \frac{\frac{T_{Rc1}}{T_{Rc1} - T'_{Rc1}(R)} T_x - T_{Rc1}}{T_{Rc2} - T_{Rc1}} (R_{c2} - R_{c1}) + R_{c1}, & T_R \geq T_x \end{cases} \quad (24)$$

La complejidad de la expresión (23) es ligeramente superior a la expresión (2) debido al coste computacional de una división, una resta y una multiplicación extra, además de la comparación entre tiempos necesaria para decidir que estimación usar. Sin embargo, a continuación se va a mostrar que la expresión (23) permite una importante reducción en

T_{Rmax} y por lo tanto también en T_{max} .

Para hallar T_{Rmax} en este método de calibración hay que tener en cuenta que las expresiones (5) y (6) siguen siendo válidas si $T_R < T_x$. Si las resistencias de calibración y el tiempo de carga son idénticos en el FCM I y TPCM, la única diferencia aparece en T_R cuando $T_R > T_x$. Por conveniencia, se van a expresar T_x y T_{Rc1} en función de $T_{max}(TPCM)$,

$$T_x = \alpha \cdot T_{Rmax}(TPCM) \approx \alpha \cdot k \cdot R_{max} \quad (25)$$

con $T_{Rc1} / T_{Rmax} < \alpha < 1$. La condición $\alpha < 1$ significa que obviamente ha de cumplirse Por otro lado, el valor de V_R más alto posible, V_{Rmax} , se produce al descargar a través de R_{max} :

$$V_{Rmax} = V_{DD} e^{\frac{-\alpha T_{max}(TPCM)}{(R_{max} + R_o) \cdot C}} \quad (26)$$

y por lo tanto, el máximo de $T'_{Rc1}(R)$, $T'_{Rc1}(R_{max})$, vendría dado por:

$$\begin{aligned} T'_{Rc1}(R_{max}) &= (R_{c1} + R_o) C \ln \left(\frac{V_{Rmax}}{V_f} \right) = (R_{c1} + R_o) C \left[\ln \left(\frac{V_{DD}}{V_f} \right) - \frac{\alpha \cdot T_{max}(TPCM)}{(R_{max} + R_o) \cdot C} \right] = \\ &= T_{Rc1}(R) - \frac{\alpha \cdot T_{max}(TPCM) \cdot (R_{c1} + R_o)}{(R_{max} + R_o)} \approx kR_{c1} - \alpha kR_{c1} = (1 - \alpha)kR_{c1} \end{aligned} \quad (27)$$

donde se ha considerando nuevamente que R_o es despreciable en comparación con el resto de resistencias que aparecen en la expresión (27). Con este resultado,

$$T_{Rmax}(FCMI) = T_x + T'_{Rc1}(R_{max}) = \alpha \cdot k \cdot R_{max} + (1 - \alpha) \cdot k \cdot R_{c1} \quad (28)$$

Y, teniendo en cuenta la expresión (6), podemos escribir:

$$T_{Rmax}(FCMI) = T_{Rmax}(TPCM) - (1 - \alpha) \cdot k \cdot (R_{max} - R_{c1}) \quad (29)$$

y por lo tanto (debido a que el segundo término de la derecha de esta ecuación es siempre mayor que cero), se verifica que $T_{Rmax}(FCMI) < T_{Rmax}(TPCM)$. Ya que T_{Rc1} y T_{Rc2} son iguales para ambos métodos también tenemos que:

$$T_{max}(FCMI) = T_{max}(TPCM) - (1 - \alpha) \cdot k \cdot (R_{max} - R_{c1}) \quad (30)$$

y por lo tanto también $T_{max}(FCMI) < T_{max}(TPCM)$. Por ejemplo, si nuevamente se considera $R_{c1} = 0,15 \cdot \Delta R + R_{min}$ y $R_{c2} = 0,85 \cdot \Delta R + R_{min}$ encontramos que,

$$T_{Rmax}(FCMI) = \left[(0,15 + 0,85 \cdot \alpha) + \frac{0,85 \cdot (1 - \alpha) R_{min}}{R_{max}} \right] T_{Rmax}(TPCM) \quad (31)$$

y con $R_{max} \gg R_{min}$,

$$T_{R_{max}}(FCMI) \approx (0,15 + 0,85 \cdot \alpha) \cdot T_{R_{max}}(TPCM) \quad (32)$$

Además, con las mismas elecciones y aproximaciones tenemos:

$$T_{max}(FCMI) = (0,575 + 0,425 \cdot \alpha) \cdot T_{max}(TPCM) \quad (33)$$

- 5 Según las expresiones (29) y (30), la reducción en los tiempos dependerá de α . Así, cuanto menor sea este parámetro, mayor será la reducción en los tiempos de medida. Sin embargo, α tiene influencia sobre la precisión y exactitud de las estimaciones de R , como se analizará a continuación, por lo que existe un intercambio entre velocidad del método y la precisión.
- 10 Sabemos que la incertidumbre del FCM I en la estimación del valor de R , $u_{FCMI}(R)$, es igual a $u_{TPCM}(R)$ si $T_R \leq T_x$. Las diferencias entre ambas incertidumbres aparecen si $T_R > T_x$. En este caso, la varianza en las medidas para el FCM I, $u_{FCMI}^2(R)$, viene dada por:

$$u_{FCMI}^2(R) = \left(\frac{\partial R}{\partial T'_{Rc1}(R)} \right)^2 u^2(T'_{Rc1}(R)) + \left(\frac{\partial R}{\partial T_{Rc1}} \right)^2 u^2(T_{Rc1}) + \left(\frac{\partial R}{\partial T_{Rc2}} \right)^2 u^2(T_{Rc2}) \quad (34)$$

- para cuyo cálculo tenemos que usar el valor de R dado por la expresión (23). Además, al
- 15 igualar las ecuaciones (2) y (23) tenemos que,

$$T_R = \frac{T_{Rc1}}{T_{Rc1} - T'_{Rc1}(R)} T_x \quad (35)$$

Utilizando las expresiones (23) y (35) para evaluar la ecuación (34), después de unos sencillos cálculos se obtiene:

$$20 \quad u_{FCMI}^2(R) = \frac{1}{k^2} \left[\left(\frac{T_R^2}{T_x T_{Rc1}} \right)^2 u^2(T'_{Rc1}(R)) + \left(\frac{R - R_{c2}}{R_{c2} - R_{c1}} - \frac{T_R}{T_{Rc1}} \cdot \left(\frac{T_R}{T_x} - 1 \right) \right)^2 u^2(T_{Rc1}) + \left(\frac{R - R_{c1}}{R_{c2} - R_{c1}} \right)^2 u^2(T_{Rc2}) \right] \quad (1)$$

- Al comparar este resultado con la expresión (15) se observa que la contribución de la varianza debida a T_{Rc2} es idéntica en ambas ecuaciones. Por otro lado, podemos hallar la relación entre $u^2(T'_{Rc1}(R))$ y $u^2(T_R)$. gracias a que, como se indica en el documento [9] las
- 25 incertidumbres en las medidas de tiempos de descarga son aproximadamente

proporcionales al valor de la resistencia de descarga en el instante de disparo (si se desprecia el error de cuantificación),

$$u(T_{Ri}) \approx \frac{\varepsilon}{V_f \cdot \ln\left(\frac{V_i}{V_f}\right)} \cdot T_{Ri} \approx \frac{\varepsilon}{V_f} CR_i \quad (37)$$

donde ε está relacionado con el ruido del circuito. Con este resultado se puede escribir:

$$\frac{u(T'_{Rc1}(R))}{u(T_R)} \approx \frac{\ln\left(\frac{V_i}{V_f}\right)}{\ln\left(\frac{V_R}{V_f}\right)} \cdot \frac{T'_{Rc1}(R)}{T_R} = \frac{T_{Rc1}}{T'_{Rc1}(R)} \cdot \frac{T'_{Rc1}(R)}{T_R} = \frac{T_{Rc1}}{T_R} \quad (38)$$

y también,

$$\frac{u(T'_{Rc1}(R))}{u(T_R)} \approx \frac{R_{c1}}{R} \quad (39)$$

Teniendo en cuenta la ecuación (38) se verifica que:

$$\frac{\left(\frac{T_R^2}{T_x T_{Rc1}}\right)^2 u^2(T'_{Rc1}(R))}{u^2(T_R)} \approx \left(\frac{T_R}{T_x}\right)^2 > 1 \quad (40)$$

- 10 Así, el sumando debido a la varianza de $T'_{Rc1}(R)$ en la expresión (36) es siempre mayor que el de la varianza de T_R en (15).

Por último, como el sumando debido la varianza de T_{Rc1} en el FCM I es mayor que su equivalente en el TPCM siempre que $R < R_{c2}$, podemos concluir que, en esta situación

- 15 $u_{FCMI}^2(R) > u_{TPCM}^2(R)$ y además, una disminución de T_x (es decir de α) siempre significa un aumento en $u_{FCMI}^2(R)$. Sin embargo, si $R \geq R_{c2}$ no se puede extraer una relación sencilla entre $u_{FCMI}^2(R)$ y $u_{TPCM}^2(R)$. Esta relación dependerá de cada valor concreto de T_x y R .

- 20 La **figura 4** muestra un diagrama de flujo del primer método de calibración rápida FCM I 400, el cual propone, de acuerdo a una posible realización de la presente invención, un método para la medición de la resistencia de sensores resistivos utilizando un circuito de

interfaz directa. El método comprende una sucesión de procesos alternados de carga y descarga de un condensador.

Según la realización mostrada en la figura 4, el método comprende un primer proceso de carga 402 del condensador, a través de la resistencia de carga R_p , seguida de un primer proceso de descarga 404 del condensador a través de la primera resistencia de calibración R_{c1} . Una vez finalizada la primera descarga, se obtiene 406 un primer tiempo de descarga T_{Rc1} . Después de un segundo proceso de carga 408 del condensador, realizada también a través de la resistencia de carga R_p , se efectúa un segundo proceso de descarga 410 del condensador a través de la segunda resistencia de calibración R_{c2} , de valor superior a la primera resistencia de calibración R_{c1} , obteniendo 412 un segundo tiempo de descarga T_{Rc2} . A continuación, se efectúa un tercer proceso de carga del condensador 414 utilizando la resistencia de carga R_p , y después se inicia 416 un tercer proceso de descarga del condensador a través de la resistencia R a medir, correspondiente a un sensor resistivo.

Durante el tercer proceso de descarga del condensador, se comprueba 418 si el tiempo acumulado en la descarga del condensador $t_{descarga}$ a través de la resistencia R del sensor resistivo excede un tiempo umbral T_x , siendo dicho tiempo umbral T_x superior al primer tiempo de descarga T_{Rc1} , en cuyo caso se continua 420 la descarga del condensador únicamente a través de la primera resistencia de calibración R_{c1} . Una vez completada la tercera descarga del condensador, se obtiene el tiempo de descarga $T'_{Rc1}(R)$ que emplea la primera resistencia de calibración R_{c1} en descargar por completo el condensador en este tercer proceso de descarga, y con ello se obtiene 422 un tercer tiempo de descarga T_R , que será igual a la suma del tiempo umbral T_x y el tiempo de descarga $T'_{Rc1}(R)$ empleado por la primera resistencia de calibración R_{c1} en el tercer proceso de descarga. En el caso de que el tercer proceso de descarga del condensador finalice antes de llegar al tiempo umbral T_x (i.e., si $t_{descarga} < T_x$), se obtiene 422 directamente el tercer tiempo de descarga T_R , que coincidirá con $t_{descarga}$. Finalmente, se estima la resistencia R 424 del sensor resistivo a partir de los valores de las resistencias de calibración (R_{c1} , R_{c2}) y de los tiempos de descarga (T_{Rc1} , T_{Rc2} , T_R) obtenidos. En el caso de que se complete la tercera descarga utilizando la primera resistencia de calibración R_{c1} , el tiempo de descarga $T'_{Rc1}(R)$ empleado por dicha primera resistencia de calibración R_{c1} se utiliza junto con el tiempo umbral T_x en la estimación 424 de la resistencia R del sensor resistivo, como se aprecia en la ecuación (24).

Con respecto a la medida de R_{c2} , es obvio que si $T_{Rc2} < T_x$, R_{c2} descarga el condensador hasta V_f . Pero incluso si $T_{Rc2} > T_x$, en el FCM I, también se realiza el proceso de descarga completo a través de esta resistencia. Sin embargo, es posible realizar el proceso modificado de descarga de R_{c2} si $T_{Rc2} > T_x$. Procediendo así se consigue una reducción adicional en T_{max} , lo que será especialmente importante en aplicaciones en las que sea necesaria una calibración en cada lectura de R .

La idea básica del segundo método de calibración rápida, FCM II, es reducir aún más $T_{max}(FCM I)$ al disminuir T_{Rc2} utilizando el procedimiento modificado de descarga de R_{c2} .

Para poder llevar a cabo esto es necesario que T_x cumpla,

$$T_{Rc1} < T_x < T_{Rc2} \quad (41)$$

Si se cumple esta condición, al descargar a través de R_{c2} , en T_x la tensión del condensador es V_{Rc2} y el tiempo empleado en la descarga, desde esta tensión a V_f , sería $T'_{Rc1}(R_{c2})$. Siguiendo un razonamiento análogo al realizado para encontrar la expresión (23), se puede deducir que, siempre que se verifique (41) y $T_R > T_x$, R vendría dado por:

$$R = \frac{\frac{T_{Rc1}}{T_{Rc1} - T'_{Rc1}(R)} T_x - T_{Rc1}}{\frac{T_{Rc1}}{T_{Rc1} - T'_{Rc1}(R_{c2})} T_x - T_{Rc1}} (R_{c2} - R_{c1}) + R_{c1} = \frac{\frac{T_x}{T_{Rc1} - T'_{Rc1}(R)} - 1}{\frac{T_x}{T_{Rc1} - T'_{Rc1}(R_{c2})} - 1} (R_{c2} - R_{c1}) + R_{c1} \quad (42)$$

que también se puede escribir,

$$R = \frac{T_{Rc1} - T'_{Rc1}(R_{c2})}{T_{Rc1} - T'_{Rc1}(R)} \cdot \frac{T_x + T'_{Rc1}(R) - T_{Rc1}}{T_x + T'_{Rc1}(R_{c2}) - T_{Rc1}} (R_{c2} - R_{c1}) + R_{c1} \quad (43)$$

Sin embargo, si $T_R < T_x$, el procedimiento de descarga modificado se aplicaría únicamente a R_{c2} y por lo tanto,

$$R = \frac{T_R - T_{Rc1}}{\frac{T_{Rc1}}{T_{Rc1} - T'_{Rc1}(R_{c2})} T_x - T_{Rc1}} (R_{c2} - R_{c1}) + R_{c1} \quad (44)$$

La ecuación (43) es más conveniente para encontrar el valor de R que la ecuación (42) ya que las sumas de T_x y $T'_{Rc1}(R)$ o de T_x y $T'_{Rc1}(R_{c2})$ pueden ser generadas por un único contador en el PLD 100, simplemente sin resetear el contador al alcanzar T_x . Teniendo esto

en cuenta, el número de operaciones adicionales con respecto a la expresión (2) es sólo de una división, una multiplicación y dos restas (además de realizar la comparación entre T_R y T_x). Por su parte, en la ecuación (44) el número de operaciones es el mismo que en el FCM I.

5

En cuanto a la respuesta temporal, para $T_{Rmax}(FCM II)$ tenemos que:

$$T_{Rmax}(FCM II) = T_{Rmax}(FCM I) \quad (45)$$

Sin embargo, $T_{max}(FCM II)$ vendrá dado por:

$$T_{max}(FCM II) \approx 2T_x + T'_{Rc1}(R_{max}) + T'_{Rc1}(R_{c2}) + T_{Rc1} \quad (46)$$

10 Para evaluar esta expresión solo se necesita evaluar $T'_{Rc1}(R_{c2})$ ya que el resto de términos son conocidos. Si seguimos utilizando la ecuación (25) y se procede de la misma manera que se hizo para obtener (27), $T'_{Rc1}(R_{c2})$ vendrá dado por:

$$\begin{aligned} T'_{Rc1}(R_{c2}) &= (R_{c1} + R_o) C \ln \left(\frac{V_{Rc2}}{V_f} \right) = (R_{c1} + R_o) C \left[\ln \left(\frac{V_{DD}}{V_f} \right) - \frac{\alpha \cdot T_{max}(TPCM)}{(R_{c2} + R_o) \cdot C} \right] = \\ &= T_{Rc1}(R) - \frac{\alpha \cdot T_{max}(TPCM) \cdot (R_{c1} + R_o)}{(R_{c2} + R_o)} \approx kR_{c1} - \alpha k R_{max} \frac{R_{c1}}{R_{c2}} \end{aligned} \quad (47)$$

donde ahora α sigue determinado por la ecuación (25), pero además debe cumplir,

$$15 \quad \frac{T_{Rc1}}{T_{Rmax}} < \alpha < \frac{T_{Rc2}}{T_{Rmax}} \quad (48)$$

Teniendo en cuenta la expresión (47), la ecuación (46) puede escribirse,

$$\begin{aligned} T_{max}(FCM II) &\approx 2 \cdot \alpha \cdot k \cdot R_{max} + k \cdot (1 - \alpha) \cdot R_{c1} + k \cdot (1 - \alpha \frac{R_{max}}{R_{c2}}) \cdot R_{c1} + k \cdot R_{c1} = \\ &= 2 \cdot \alpha \cdot k \cdot R_{max} + k \cdot \left[3 - \alpha \left(1 + \frac{R_{max}}{R_{c2}} \right) \right] \cdot R_{c1} \end{aligned} \quad (49)$$

También podemos hallar la diferencia entre $T_{max}(FCM I)$ y $T_{max}(FCM II)$,

$$T_{max}(FCM I) - T_{max}(FCM II) = T_{Rc2} - (T_x + T'_{Rc1}(R_{c2})) = k(R_{c2} - R_{c1}) \left(1 - \alpha \frac{R_{max}}{R_{c2}} \right) \quad (50)$$

20 considerando el límite superior de α que proporciona (48), el resultado de (50) siempre es positivo por lo que, $T_{max}(FCM II) < T_{max}(FCM I)$.

Por otro lado, si de nuevo usamos $R_{c1} = 0,15 \cdot \Delta R + R_{min}$, $R_{c2} = 0,85 \cdot \Delta R + R_{min}$ y $R_{max} \gg R_{min}$, se obtiene,

$$T_{max}(FCM II) \approx k(0,45 + 1,674 \cdot \alpha) R_{max} = (0,225 + 0,837 \cdot \alpha) T_{max}(TPCM) \quad (51)$$

- 5 Para finalizar el estudio de este método se analizará la incertidumbre en la estimación del valor de R , $u_{FCM II}(R)$, como en los métodos de calibración anteriores: evaluando la varianza $u_{FCM II}^2(R)$ según la ley de propagación de la uncertainty aplicada a las ecuaciones (42) y (44),

$$u_{FCM II}^2(R) = \left(\frac{\partial R}{\partial T_{Rc1}} \right)^2 u^2(T_{Rc1}) + \left(\frac{\partial R}{\partial T'_{Rc1}(R)} \right)^2 u^2(T'_{Rc1}(R)) + \left(\frac{\partial R}{\partial T'_{Rc1}(R_{c2})} \right)^2 u^2(T'_{Rc1}(R_{c2})) \quad (52)$$

- 10 Para $T_R > T_x$, utilizando la ecuación (42), realizando las derivadas parciales, teniendo en cuenta la expresión (35) y considerando además que para este caso,

$$T_{Rc2} = \frac{T_{Rc1}}{T_{Rc1} - T'_{Rc1}(R_{c2})} \quad (53)$$

se obtiene,

$$u_{FCM II}^2(R) = \frac{1}{k^2} \left[\left(\frac{R - R_{c2}}{R_{c2} - R_{c1}} \cdot \frac{T_R + T_{Rc2}}{T_x} \right)^2 u^2(T_{Rc1}) + \left(\frac{T_R^2}{T_x T_{Rc1}} \right)^2 u^2(T'_{Rc1}(R)) + \left(\frac{R - R_{c1}}{R_{c2} - R_{c1}} \frac{T_{Rc2}^2}{T_{Rc1} T_x} \right)^2 u^2(T'_{Rc1}(R_{c2})) \right] \quad (54)$$

Llevando a cabo para esta ecuación un estudio similar al que se realizó para comparar $u_{TPCM}^2(R)$ y $u_{FCM I}^2(R)$ (ecuaciones (15) y (36)) se encuentra que,

$$T_R > \sqrt{T_x \cdot T_{Rc1}} \Rightarrow u_{FCM II}(R) > u_{TPCM}(R) \quad (55)$$

pero como $T_R > T_x$ y $T_{Rc1} < T_x$, la condición en (55) siempre se verifica.

Por otro lado, si $T_R < T_x$, la ley de propagación de la uncertainty aplicada a la ecuación (44) genera el siguiente resultado,

$$u_{FCM II}^2(R) = \frac{1}{k^2} \left[u^2(T_R) + \left(\frac{T_R}{T_{Rc1}} \right)^2 u^2(T_{Rc1}) + \left(\frac{R - R_{c1}}{R_{c2} - R_{c1}} \frac{T_{Rc2}^2}{T_{Rc1} T_x} \right)^2 u^2(T'_{Rc1}(R_{c2})) \right] \quad (56)$$

La única información que aporta esta ecuación es que si $T_{Rc1} < T_R < T_x$ entonces, $u_{FCMII}(R) > u_{TPCM}(R)$. Uniendo las conclusiones extraídas de (55) y (56) podemos finalizar que, siempre que $T_{Rc1} < T_R$, se verifica $u_{FCMII}(R) > u_{TPCM}(R)$. Por contra, si $T_R < T_{Rc1}$ no hay una relación clara entre la incertidumbre de este método y los demás. Por último, es importante señalar que cualquier disminución de T_x en las ecuaciones (54) y (56) se traduce en un aumento de $u_{FCMII}(R)$, por lo que nuevamente este método presenta el intercambio entre velocidad y precisión.

La **figura 5** representa un diagrama de flujo del segundo método de calibración rápida FCM II 500, el cual propone otra realización del método para la medición de la resistencia de sensores resistivos utilizando un circuito de interfaz directa. En este caso, el método 500 descrito en la figura 5 es idéntico al método 400 descrito en la figura 4, con la única diferencia de que después de realizar el segundo proceso de carga del condensador 408, se inicia 510 un segundo proceso de descarga del condensador a través de la segunda resistencia de calibración R_{c2} , y durante esta segunda descarga se comprueba 512 si el tiempo empleado en la descarga del condensador a través de la segunda resistencia de calibración R_{c2} ($t_{descarga}$) excede el tiempo umbral T_x , en cuyo caso se continua 514 la descarga del condensador únicamente a través de la primera resistencia de calibración R_{c1} , obteniendo el PLD 100 el tiempo de descarga $T'_{Rc1}(R_{c2})$ que emplea la primera resistencia de calibración R_{c1} en descargar por completo el condensador en este segundo proceso de descarga, donde dicho tiempo de descarga $T'_{Rc1}(R_{c2})$ es también empleado en la estimación de la resistencia R del sensor resistivo, según se aprecia en las ecuaciones (43) y (44).

Los dos métodos de calibración propuestos en las figuras 4 y 5, FCM I y FCM II, han sido probados y comparados con el método TPCM tradicional en una FPGA. La configuración del circuito con la FPGA se ha realizado utilizando un FPGA Xilinx Spartan3AN (XC3S50AN-4TQG144C) [16] con una frecuencia de funcionamiento de 50 MHz. La conversión digital de tiempo se realiza mediante un contador de 14 bits con una base de tiempo de 20 ns. Se selecciona un condensador con un valor nominal de 47 nF, que también cumple con las reglas de diseño propuestas en [10]. Por otro lado, esta FPGA funciona con voltajes de suministro independientes para los bloques de entrada / salida y el núcleo de procesamiento digital, por lo que se reduce el ruido de voltaje debido al procesamiento digital. El voltaje para los pines del circuito de interfaz directa es de 3.3 V y la corriente máxima que un buffer de salida de esta FPGA puede emplear es de 24 mA. Para demostrar la generalidad de los

métodos propuestos, también se llevan a cabo pruebas con una configuración de 12 mA como corriente de salida máxima del buffer. Finalmente, se utiliza una batería de condensadores de desacoplamiento de diferentes valores en una posición muy cercana a los pines de entrada de la alimentación. La placa de circuito impreso donde se monta el
 5 circuito es un sustrato de fibra de vidrio FR-4 y cuatro capas, dejando capas internas para los planos de suministro y capas externas para las señales restantes.

Se realizan pruebas experimentales para 20 resistencias con valores de resistencia dentro del rango de 260 Ω a 7500 Ω . Los valores de resistencia se han elegido para mostrar
 10 claramente las diferencias en el rendimiento de los diferentes métodos de calibración. Además de la resistencia a medir, se han agregado dos resistencias de calibración adicionales para evaluar diferentes métodos de calibración: $R_{c1} = 1098.1 \Omega$ y $R_{c2} = 6165.3 \Omega$. Todas las resistencias se han medido utilizando un multímetro digital Agilent 34401A. Cada vez que ha sido necesario evaluar un tiempo de descarga a través de cada una de las 20
 15 resistencias usadas en los test, las medidas se han repetido 500 veces, y cada vez que se repite una de las medidas, a continuación se miden los tiempos de descarga a través de R_{c1} y R_{c2} , de manera que se puedan obtener 500 resultados para R , cada uno de ellos con sus propias medidas. Procediendo de esta forma se han obtenido los errores máximos en cada uno de los métodos. Estos errores máximos serán comentados más adelante.

Para mejorar la detección del instante de disparo en Pp se han utilizado los circuitos lógicos propuestos en [17]. En esencia, cada circuito lógico detecta la misma transición $1 \rightarrow 0$ de forma ligeramente diferente, con lo que se intentan evitar transiciones espúreas. La forma de conseguir esto es mediante el almacenamiento de los valores lógicos detectados
 25 anteriormente y posteriormente al instante considerado. Finalmente, al realizar un promedio de las distintas detecciones se mejora la incertidumbre.

La desviación estándar experimental para los tiempos de descarga de cada resistencia del rango medido se utiliza como valor de incertidumbre. Las incertidumbres, cuando se
 30 completa la descarga del condensador a través de las 20 resistencias a medir, aparecen en la **figura 6**. Esta gráfica confirma que existe una dependencia lineal entre $u(T_R)$ y R (debe recordarse que el valor del condensador ha sido elegido para conseguir esta relación). Además, la ecuación de la recta de regresión de mínimos cuadrados que aparece en la misma figura muestra que el término independiente es pequeño frente al valor total de $u(T_R)$,
 35 como indica la ecuación (37), excepto para las resistencias más pequeñas.

Los resultados mostrados en la figura 6 son aplicables a las medidas T_R , T_{Rc1} y T_{Rc2} ; sin embargo, las características de $T'_{Rc1}(R)$ de los FCMs son diferentes y aparecen en las **figuras 7A, 7B y 7C**, las cuales muestran las incertidumbres de estas medidas para $T_x = 81.92 \mu s$, $T_x = 163.84 \mu s$ y $T_x = 245.76 \mu s$, respectivamente. En todos los casos se ha seleccionado $R_{c1} = 1098.1 \Omega$. Estos tiempos están seleccionados con el criterio de dividir el rango de tiempos de descarga en zonas aproximadamente iguales, teniendo en cuenta que el tiempo de descarga a través de $R_{max}=7464.5 \Omega$ es de $306.52 \mu s$. Así, los α 's de la ecuación (25) para cada T_x son: 0.27, 0.53 y 0.80

En las tres gráficas de la figura 7, las incertidumbres son idénticas a las de la figura 6 cuando $T_R < T_x$. Pero en caso contrario, las descargas se están realizando a través de R_{c1} en el momento en el que se produce la detección del 0 en el pin Pp. Como según la ecuación (37) la incertidumbre de $T'_{Rc1}(R)$ depende de la resistencia de descarga en ese momento, resulta que $u(T'_{Rc1}(R))$ es aproximadamente constante si $T_R > T_x$ y su valor es similar a $u(T_{Rc1})$.

Las **figuras 8A y 8B** ilustran los errores obtenidos en la estimación de R cuando se utiliza el FCM I descrito en la figura 4. La figura 8A muestra los errores absolutos máximos, mientras que la figura 8B muestra los errores relativos máximos. Los errores se han hallado para los tres valores de T_x indicados anteriormente. Para cualquier T_x la figura 8A muestra errores similares hasta la resistencia de 2198Ω . Esto es así ya que, $T_x = 81.92 \mu s$ es aproximadamente el tiempo de descarga a través de una resistencia de 2000Ω y sólo para resistencias mayores se aplica el procedimiento de descarga modificado. A partir de esa resistencia el circuito de interfaz directa con el T_x menor comienza a mostrar mayores errores. Sin embargo, para $T_x = 163.84 \mu s$ y $T_x = 245.76 \mu s$ los errores son muy similares incluso hasta para valores altos de R . Este comportamiento sugiere la posibilidad de que, para cada aplicación, se pueda encontrar un rango de valores de T_x que reduzca el tiempo de descarga afectando mínimamente a la exactitud. Aunque los errores absolutos aumentan siempre que se incrementa la resistencia a medir, se puede observar en la figura 8B cómo los errores relativos permanecen prácticamente constantes, al igual que ocurre en el TPCM [9]. Los errores relativos máximos ocurren para las resistencias más pequeñas donde el error de cuantificación tiene mayor importancia (ya que es independiente del valor de R).

Las **figuras 9A y 9B** muestran los errores obtenidos en la estimación de R cuando se utiliza el FCM II de la figura 5. Para obtener estos valores se han utilizado los mismos T_x que anteriormente. Hay que tener en cuenta que estos T_x siempre son menores que T_{Rc2} (su valor medio medido es 253.3 μ s) y por lo tanto, permiten el procedimiento de descarga modificado de R_{c2} . Para las mismas resistencias y valores de T_x , los errores máximos que aparecen en la figura 9 son siempre ligeramente mayores que los de la figura 8 y mantienen una forma bastante similar. Para resistencias mayores que 2200 Ω , los errores siempre son mayores para T_x menores.

Las **figuras 10A y 10B** muestran la comparación de los errores máximos absolutos y relativos, respectivamente, entre el TPCM, FCM I y FCM II para el caso $T_x = 163.84 \mu$ s y para las configuraciones de 12 mA y 24 mA de la FPGA. Como se puede observar, la forma de las curvas de errores es similar en todos los métodos. FCM II presenta los mayores errores si las resistencias son grandes mientras que TPCM y FCM I son muy parecidos a lo largo de todo el rango. Los errores relativos de los tres métodos también son bastante parecidos. Los resultados mostrados en la figura 10 concuerdan bastante bien con el estudio de la incertidumbre realizado para los FCMs.

En cuanto a la reducción de los tiempos necesarios para estimar el valor de R al usar los FCMs, en la tabla de la **figura 11** se muestran los valores de T_{Rmax} y T_{max} para los valores de T_x utilizados en las Figuras 7-9 y en función del método usado. Obviamente, el TPCM muestra los mismos valores independientemente de T_x . Igualmente, T_{Rmax} es el mismo valor, para iguales T_x en los dos FCMs. Sin embargo, T_{max} es siempre menor en el FCM II comparado con los otros métodos. La reducción en T_{Rmax} varía entre el 17% y el 62% mientras que la reducción en T_{max} varía entre el 9.5% y el 55% dependiendo del método usado y del valor de T_x .

REIVINDICACIONES

1. Método para la medición de resistencias mediante un circuito de interfaz directa que comprende:

1. una sucesión de procesos alternados de carga y descarga de un condensador C , donde los procesos de descarga del condensador C comprenden:

i. un primer proceso de descarga del condensador C a través de una primera resistencia de calibración R_{c1} , obteniendo un primer tiempo de descarga T_{Rc1} ;

ii. un segundo proceso de descarga del condensador C a través de una segunda resistencia de calibración R_{c2} , de valor superior a la primera resistencia de calibración R_{c1} , obteniendo un segundo tiempo de descarga T_{Rc2} ; y

iii. un tercer proceso de descarga del condensador C a través de una resistencia R , obteniendo un tercer tiempo de descarga T_R ,

2. estimar la resistencia R a partir de los valores de las resistencias de calibración (R_{c1} , R_{c2}) y de los tiempos de descarga (T_{Rc1} , T_{Rc2} , T_R) obtenidos;

caracterizado por que el tercer proceso de descarga del condensador C comprende comprobar si el tiempo empleado en la descarga del condensador C a través de la resistencia R excede un tiempo umbral T_x , siendo dicho tiempo umbral T_x superior al primer tiempo de descarga T_{Rc1} , y en ese caso continuar la descarga del condensador C únicamente a través de la primera resistencia de calibración R_{c1} , obteniendo el tiempo de descarga $T'_{Rc1}(R)$ que emplea la primera resistencia de calibración R_{c1} en descargar el condensador C en el tercer proceso de descarga, donde dicho tiempo de descarga $T'_{Rc1}(R)$ es empleado, junto con el tiempo umbral T_x , en la estimación de la resistencia R .

2. Método según la reivindicación 1 caracterizado por que el proceso de carga se realiza a través de una resistencia de carga R_p .

3. Método según cualquiera de las reivindicaciones anteriores caracterizado por que los procesos de carga y descarga del condensador C y la estimación de la resistencia R son ejecutados por un dispositivo lógico programable.

4. Método según la reivindicación 3 caracterizado por que el dispositivo lógico programable es una FPGA.

5. Método según la reivindicación 3 caracterizado por que el dispositivo lógico programable es un microcontrolador.

6. Método según cualquiera de las reivindicaciones anteriores caracterizado por que la estimación de la resistencia R se realiza según el siguiente par de fórmulas y condiciones:

$$R = \begin{cases} \frac{T_R - T_{Rc1}}{T_{Rc2} - T_{Rc1}} (R_{c2} - R_{c1}) + R_{c1}, & T_R < T_x \\ \frac{T_{Rc1}}{T_{Rc1} - T'_{Rc1}(R)} T_x - T_{Rc1} \\ \frac{T_{Rc1}}{T_{Rc2} - T_{Rc1}} (R_{c2} - R_{c1}) + R_{c1}, & T_R \geq T_x \end{cases}$$

10

7. Método según cualquiera de las reivindicaciones anteriores caracterizado por que el segundo proceso de descarga del condensador C comprende comprobar si el tiempo empleado en la descarga del condensador C a través de la segunda resistencia de calibración R_{c2} excede el tiempo umbral T_x , y en ese caso continuar la descarga del condensador C únicamente a través de la primera resistencia de calibración R_{c1} , obteniendo el tiempo de descarga $T'_{Rc1}(R_{c2})$ que emplea la primera resistencia de calibración R_{c1} en descargar el condensador C en el segundo proceso de descarga, donde dicho tiempo de descarga $T'_{Rc1}(R_{c2})$ es empleado en la estimación de la resistencia R .

15

20

8. Método según la reivindicación 7 caracterizado por que cuando se cumple que el segundo tiempo de descarga T_{Rc2} excede el tiempo umbral T_x , la estimación de la resistencia R se realiza según el siguiente par de fórmulas y condiciones:

$$R = \frac{T_R - T_{Rc1}}{\frac{T_{Rc1}}{T_{Rc1} - T'_{Rc1}(R_{c2})} T_x - T_{Rc1}} (R_{c2} - R_{c1}) + R_{c1}, \quad T_R < T_x$$

25

$$R = \frac{T_{Rc1} - T'_{Rc1}(R_{c2})}{T_{Rc1} - T'_{Rc1}(R)} \cdot \frac{T_x + T'_{Rc1}(R) - T_{Rc1}}{T_x + T'_{Rc1}(R_{c2}) - T_{Rc1}} (R_{c2} - R_{c1}) + R_{c1}, \quad T_R \geq T_x$$

9. Dispositivo para la medición de resistencias que comprende un circuito de interfaz directa formado por un condensador C , una primera resistencia de calibración R_{c1} , una segunda resistencia de calibración R_{c2} de valor superior a la primera resistencia de calibración R_{c1} , y un dispositivo lógico programable configurado para:

1. realizar una sucesión de procesos alternados de carga y de descarga del condensador C , donde los procesos de descarga del condensador C comprenden:

i. un primer proceso de descarga del condensador C a través de la primera resistencia de calibración R_{c1} , para obtener un primer tiempo de descarga T_{Rc1} ;

ii. un segundo proceso de descarga del condensador C a través de la segunda resistencia de calibración R_{c2} , para obtener un segundo tiempo de descarga T_{Rc2} ; y

iii. un tercer proceso de descarga del condensador C a través de una resistencia R , para obtener un tercer tiempo de descarga T_R ; y

2. estimar la resistencia R a partir de los valores de las resistencias de calibración (R_{c1} , R_{c2}) y de los tiempos de descarga (T_{Rc1} , T_{Rc2} , T_R) obtenidos;

caracterizado por que el dispositivo lógico programable está configurado para comprobar, durante la realización del tercer proceso de descarga del condensador C , si el tiempo empleado en la descarga del condensador C a través de la resistencia R excede un tiempo umbral T_x , siendo dicho tiempo umbral T_x superior al primer tiempo de descarga T_{Rc1} , y en ese caso continuar la descarga del condensador C únicamente a través de la primera resistencia de calibración R_{c1} , para obtener el tiempo de descarga $T'_{Rc1}(R)$ que emplea la primera resistencia de calibración R_{c1} en descargar el condensador C , donde dicho tiempo de descarga $T'_{Rc1}(R)$ es empleado, junto con el tiempo umbral T_x , en la estimación de la resistencia R .

10. Dispositivo según la reivindicación 9 caracterizado por que el circuito de interfaz directa comprende una resistencia de carga R_p , estando el dispositivo lógico programable configurado para realizar los procesos de carga del condensador C a través de la resistencia de carga R_p .

11. Dispositivo según cualquiera de las reivindicaciones 9 a 10 caracterizado por que el

dispositivo lógico programable es una FPGA.

12. Dispositivo según cualquiera de las reivindicaciones 9 a 10 caracterizado por que el dispositivo lógico programable es un microcontrolador.

5

13. Dispositivo según cualquiera de las reivindicaciones 9 a 12 caracterizado por que el dispositivo lógico programable está configurado para estimar la resistencia R según el siguiente par de fórmulas y condiciones:

$$R = \begin{cases} \frac{T_R - T_{Rc1}}{T_{Rc2} - T_{Rc1}} (R_{c2} - R_{c1}) + R_{c1}, & T_R < T_x \\ \frac{\frac{T_{Rc1}}{T_{Rc1} - T'_{Rc1}(R)} T_x - T_{Rc1}}{T_{Rc2} - T_{Rc1}} (R_{c2} - R_{c1}) + R_{c1}, & T_R \geq T_x \end{cases}$$

10

14. Dispositivo según cualquiera de las reivindicaciones 9 a 13 caracterizado por que el dispositivo lógico programable está configurado para comprobar, durante la realización del segundo proceso de descarga del condensador C , si el tiempo empleado en la descarga del condensador C a través de la segunda resistencia de calibración R_{c2} excede el tiempo umbral T_x , y en ese caso continuar la descarga del condensador C únicamente a través de la primera resistencia de calibración R_{c1} , obteniendo el tiempo de descarga $T'_{Rc1}(R_{c2})$ que emplea la primera resistencia de calibración R_{c1} en descargar el condensador C en el segundo proceso de descarga, donde dicho tiempo de descarga $T'_{Rc1}(R_{c2})$ es empleado en la estimación de la resistencia R .

20

15. Dispositivo según la reivindicación 14 caracterizado por que, cuando se cumple que el segundo tiempo de descarga T_{Rc2} excede el tiempo umbral T_x , el dispositivo lógico programable está configurado para estimar la resistencia R según el siguiente par de fórmulas y condiciones:

$$R = \frac{T_R - T_{Rc1}}{\frac{T_{Rc1}}{T_{Rc1} - T'_{Rc1}(R_{c2})} T_x - T_{Rc1}} (R_{c2} - R_{c1}) + R_{c1}, \quad T_R < T_x$$

25

$$R = \frac{T_{Rc1} - T'_{Rc1}(R_{c2})}{T_{Rc1} - T'_{Rc1}(R)} \cdot \frac{T_x + T'_{Rc1}(R) - T_{Rc1}}{T_x + T'_{Rc1}(R_{c2}) - T_{Rc1}} (R_{c2} - R_{c1}) + R_{c1} \quad , \quad T_R \geq T_x$$

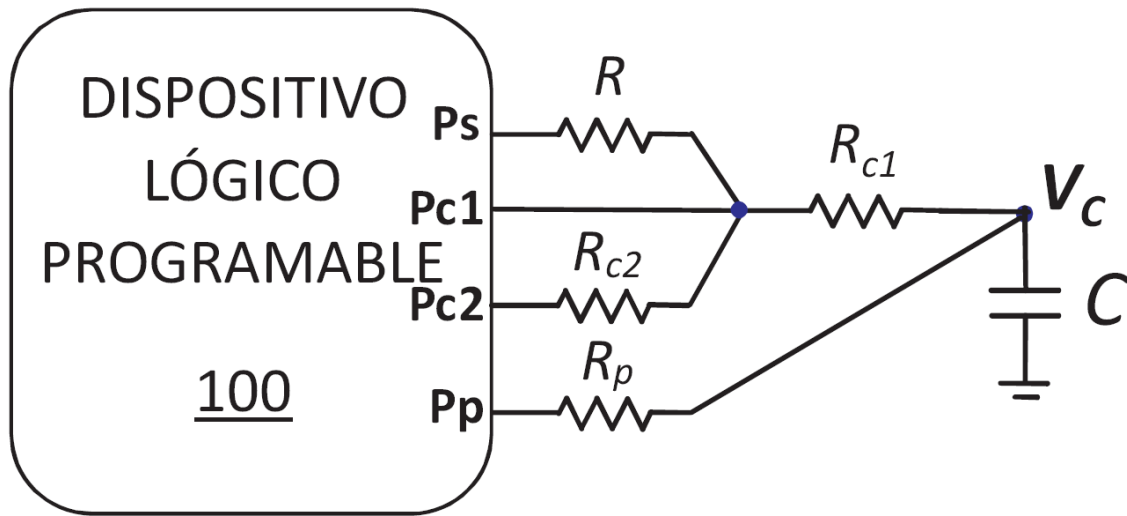


Fig. 2

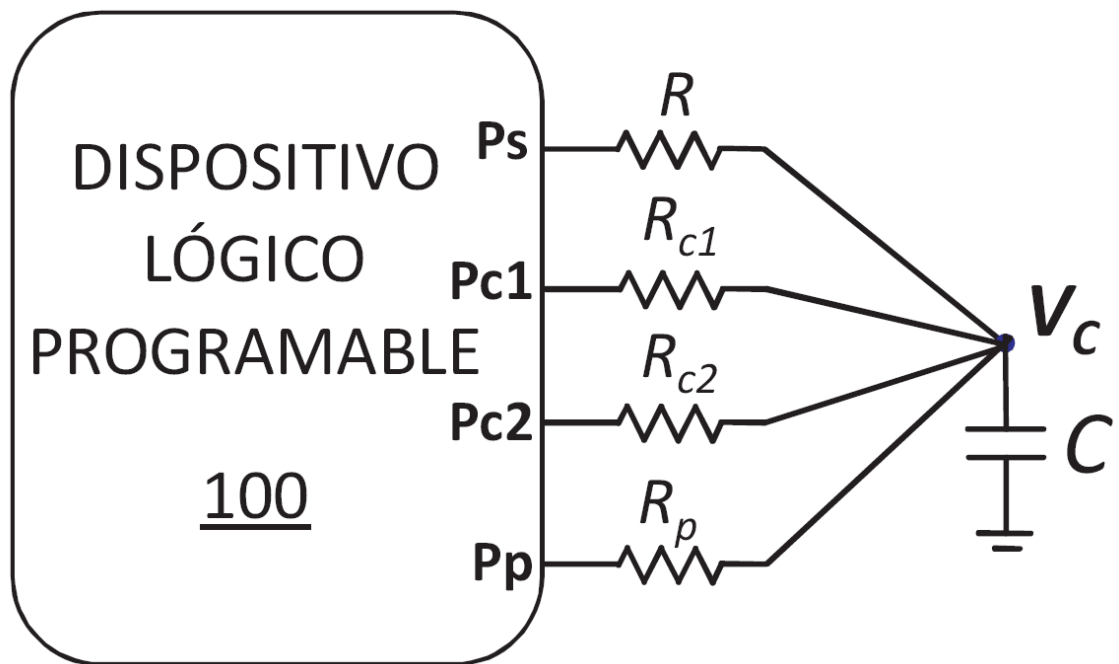


Fig. 1

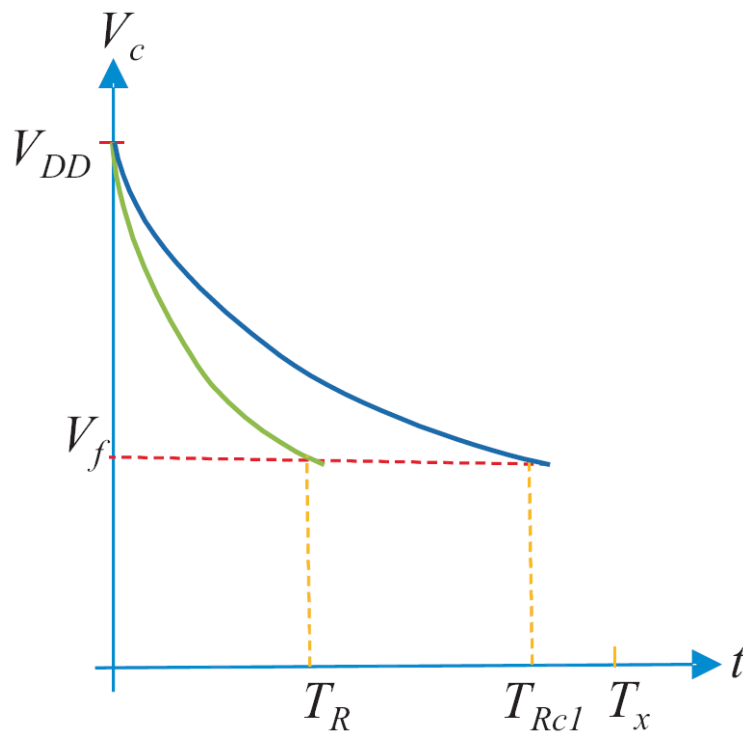


Fig. 3A

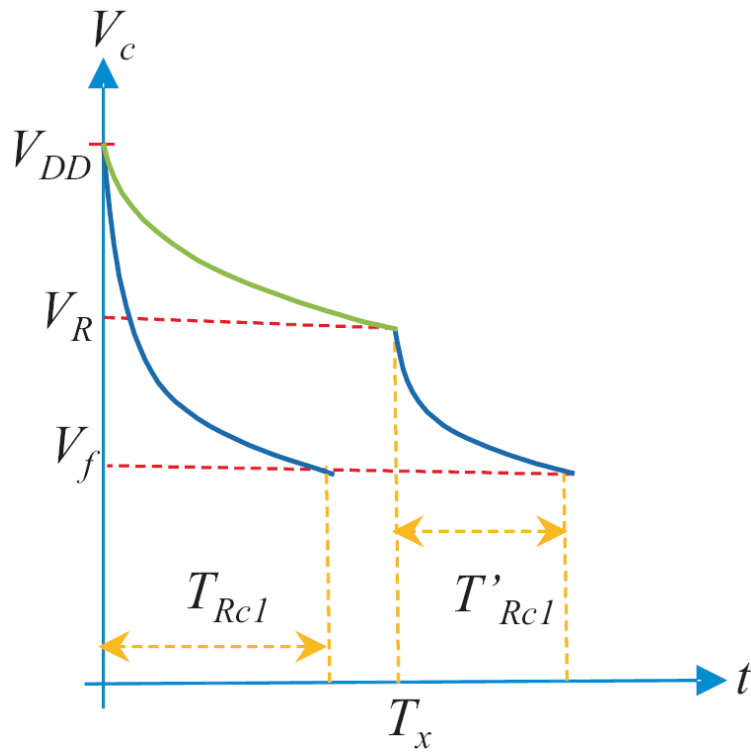


Fig. 3B

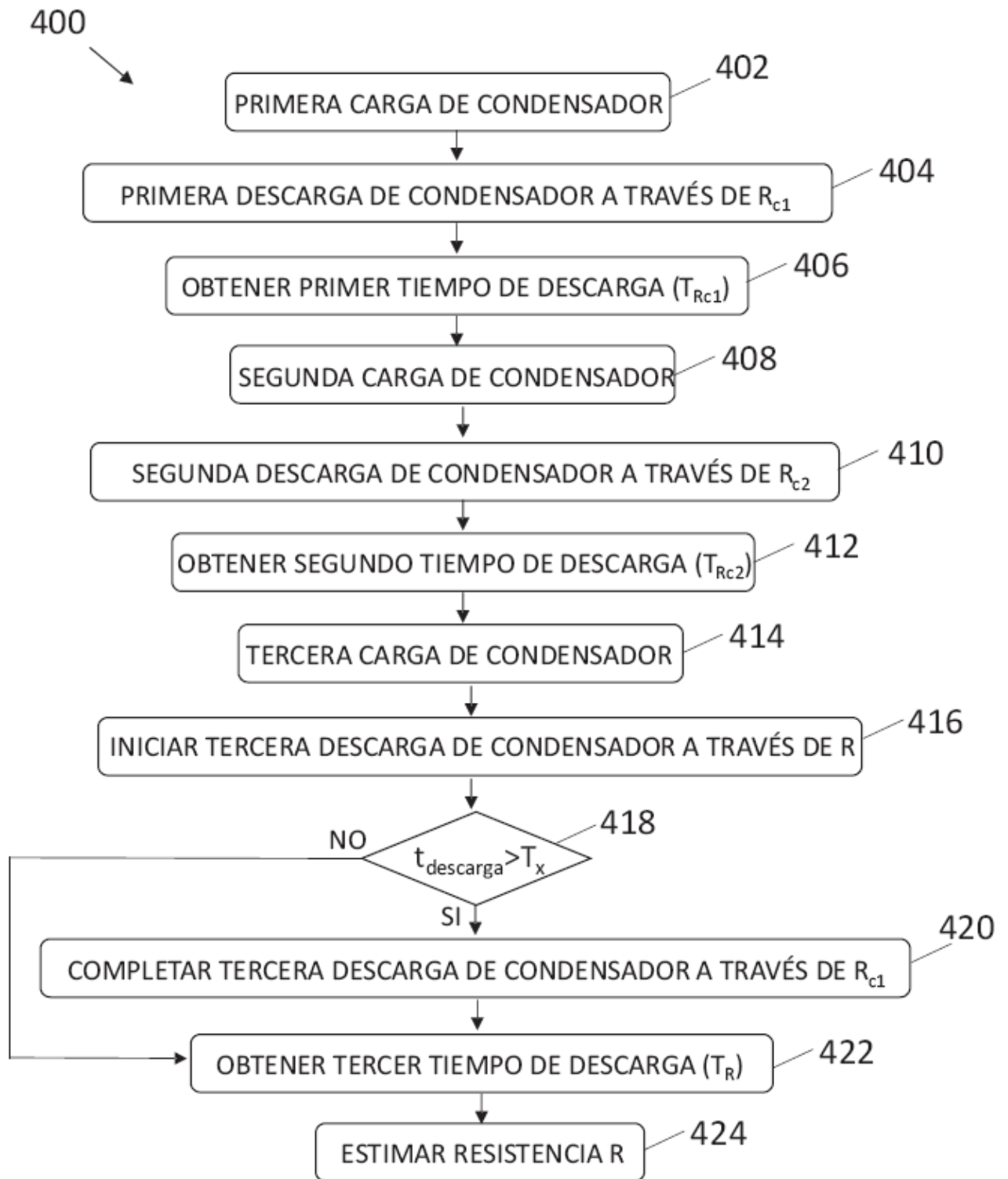


Fig. 4

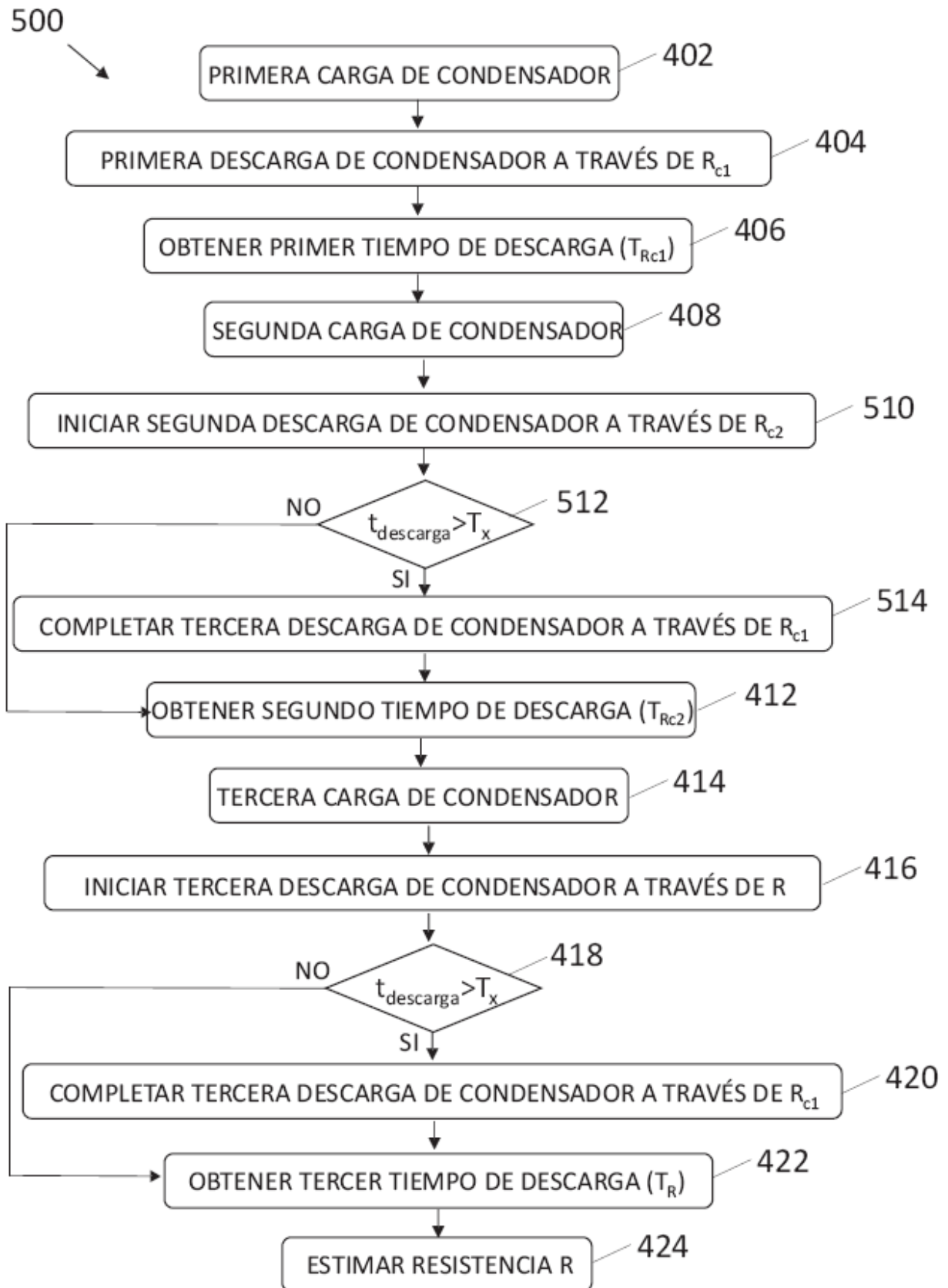


Fig. 5

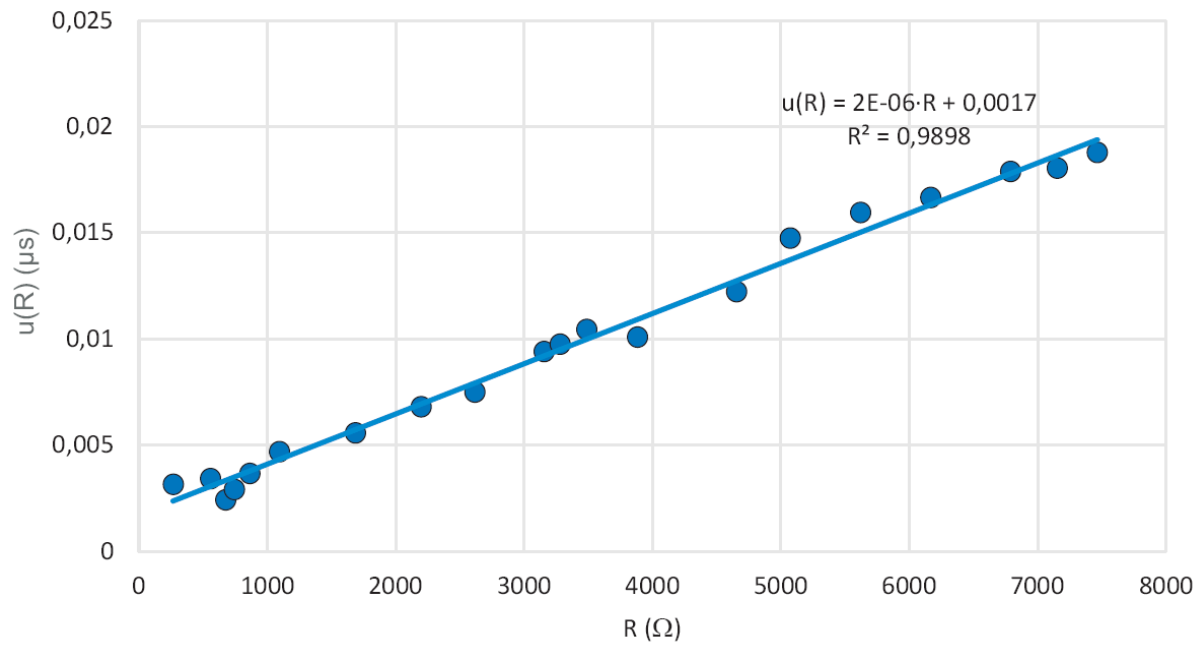


Fig. 6

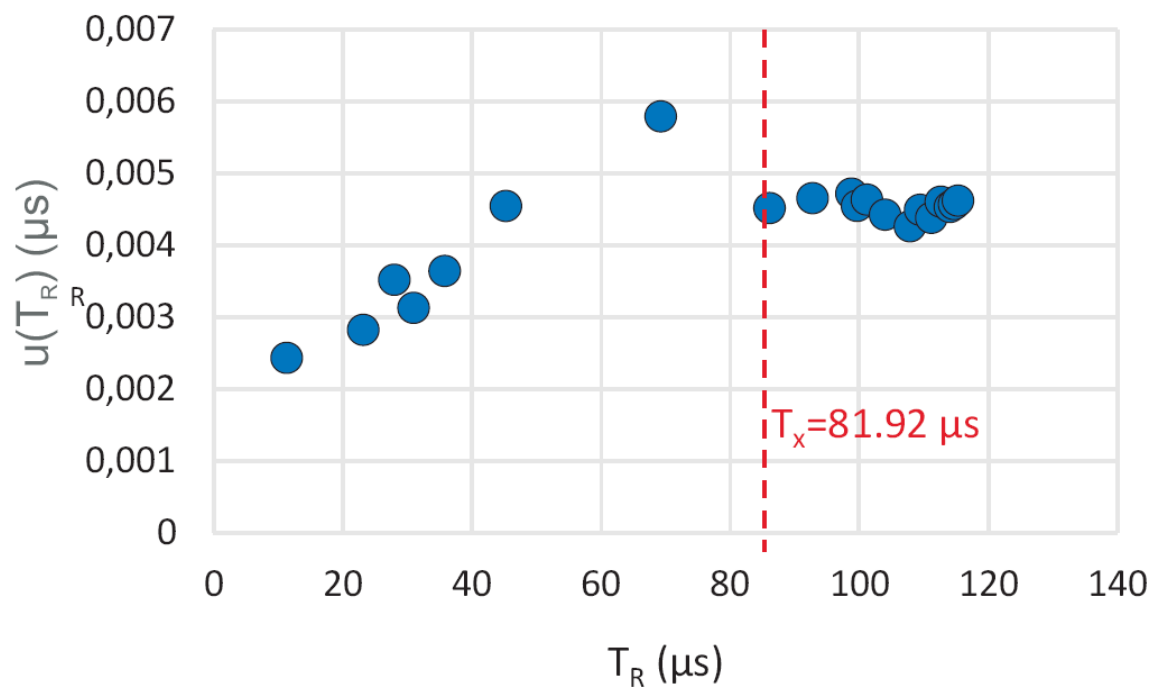


Fig. 7A

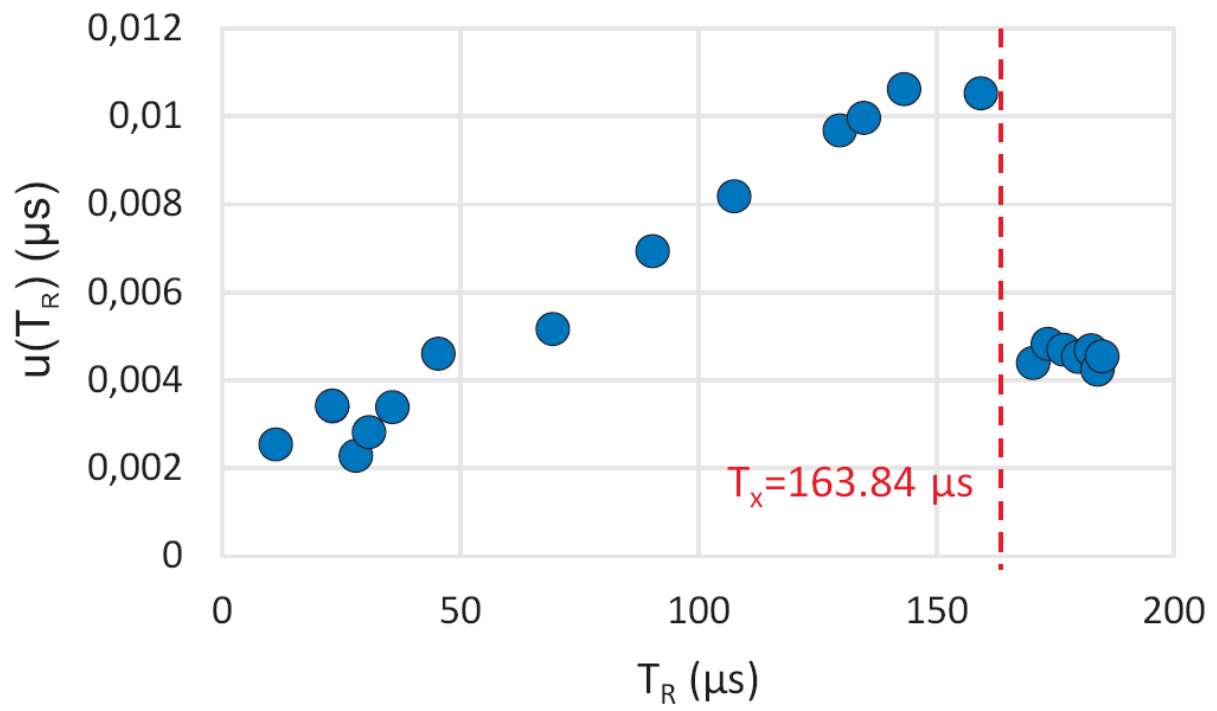


Fig. 7B

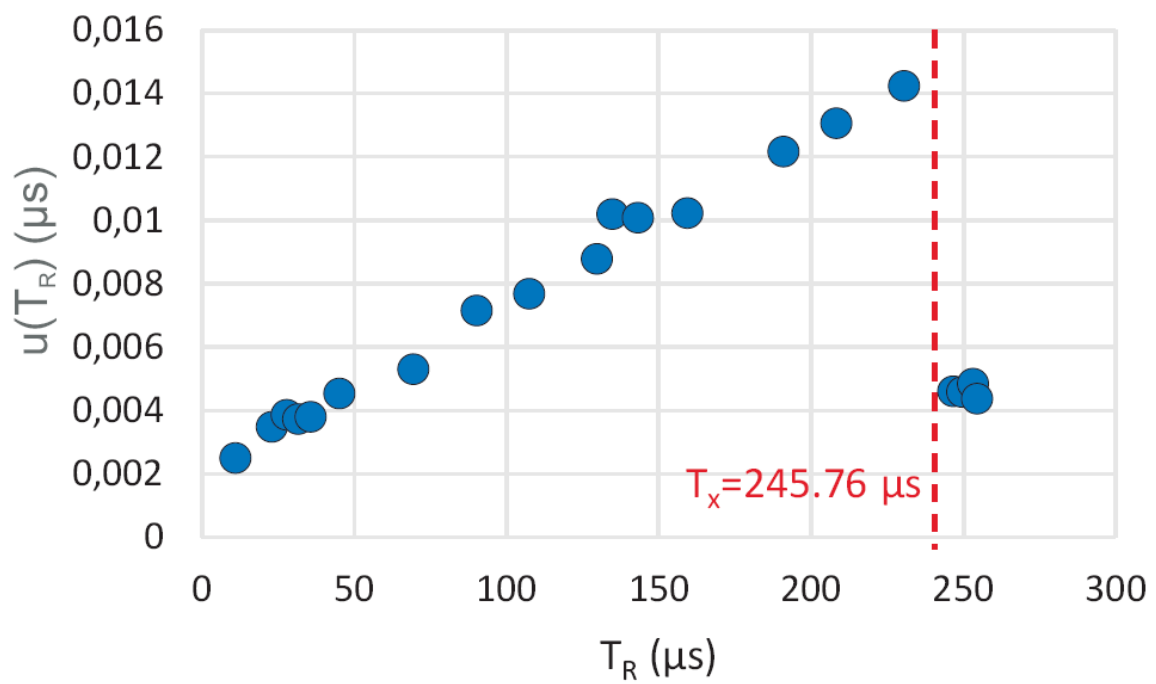


Fig. 7C

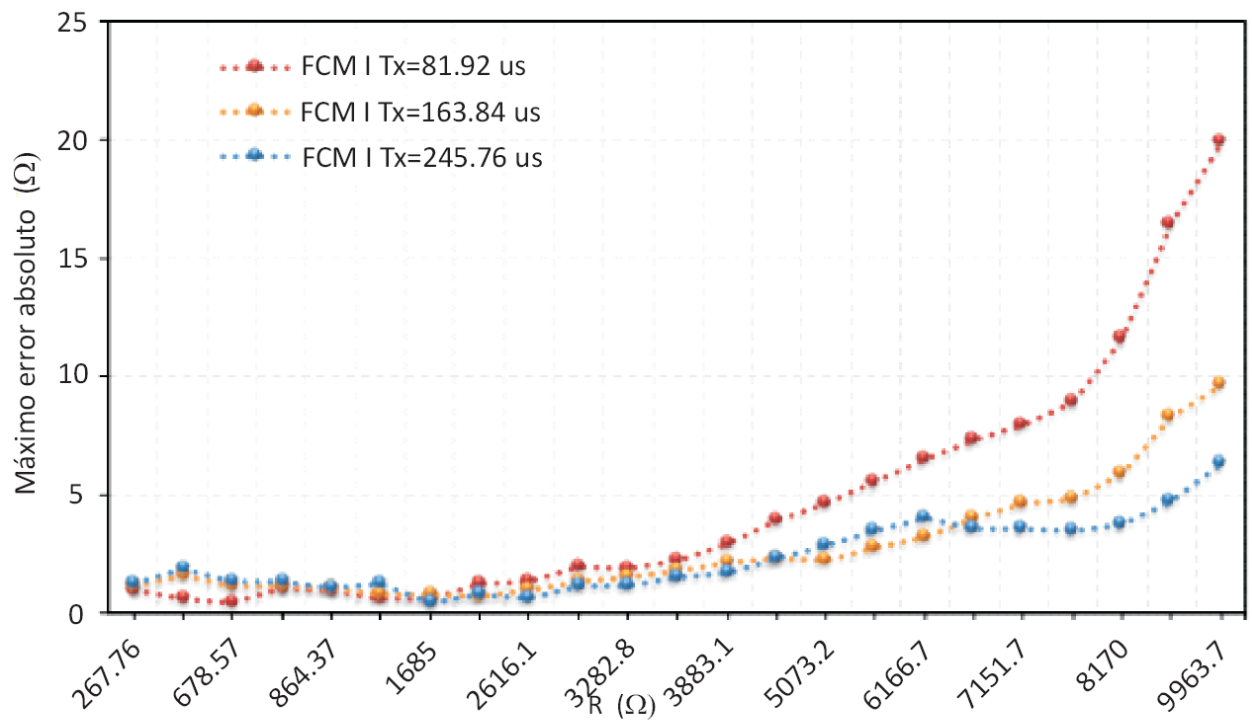


Fig. 8A

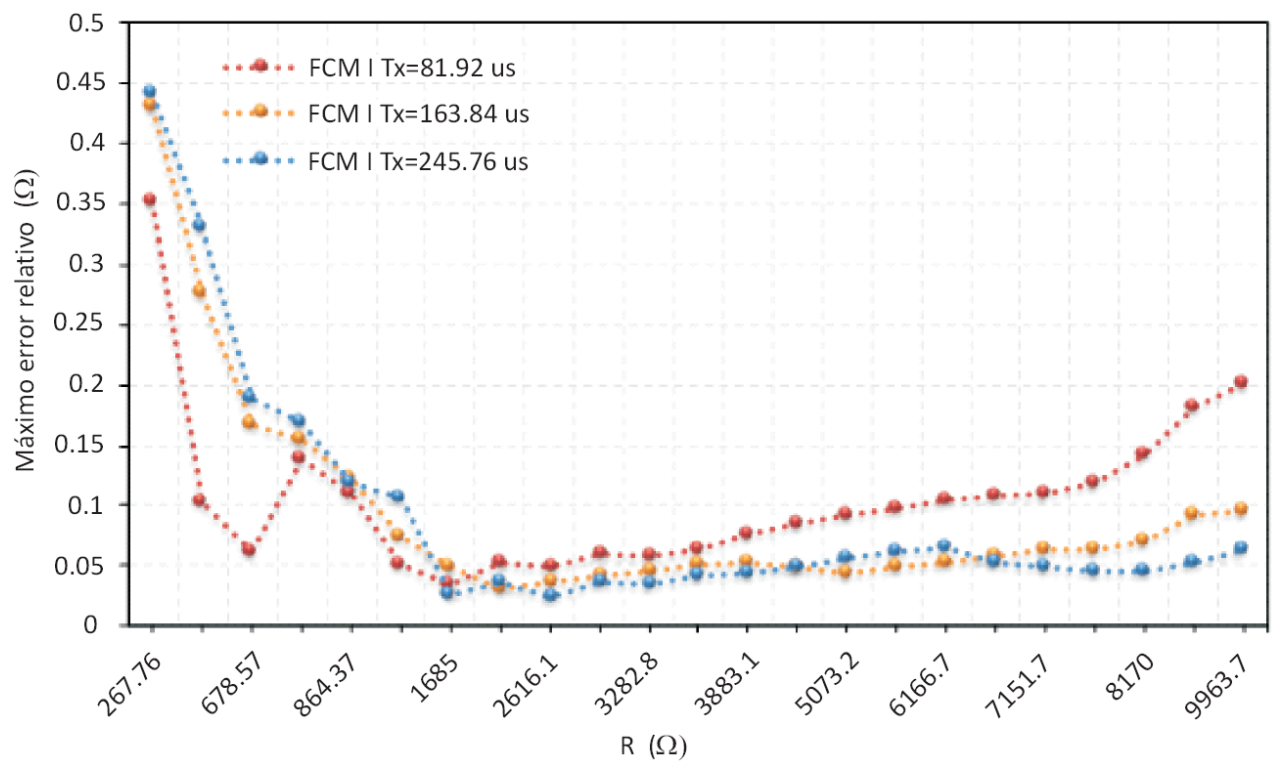


Fig. 8B

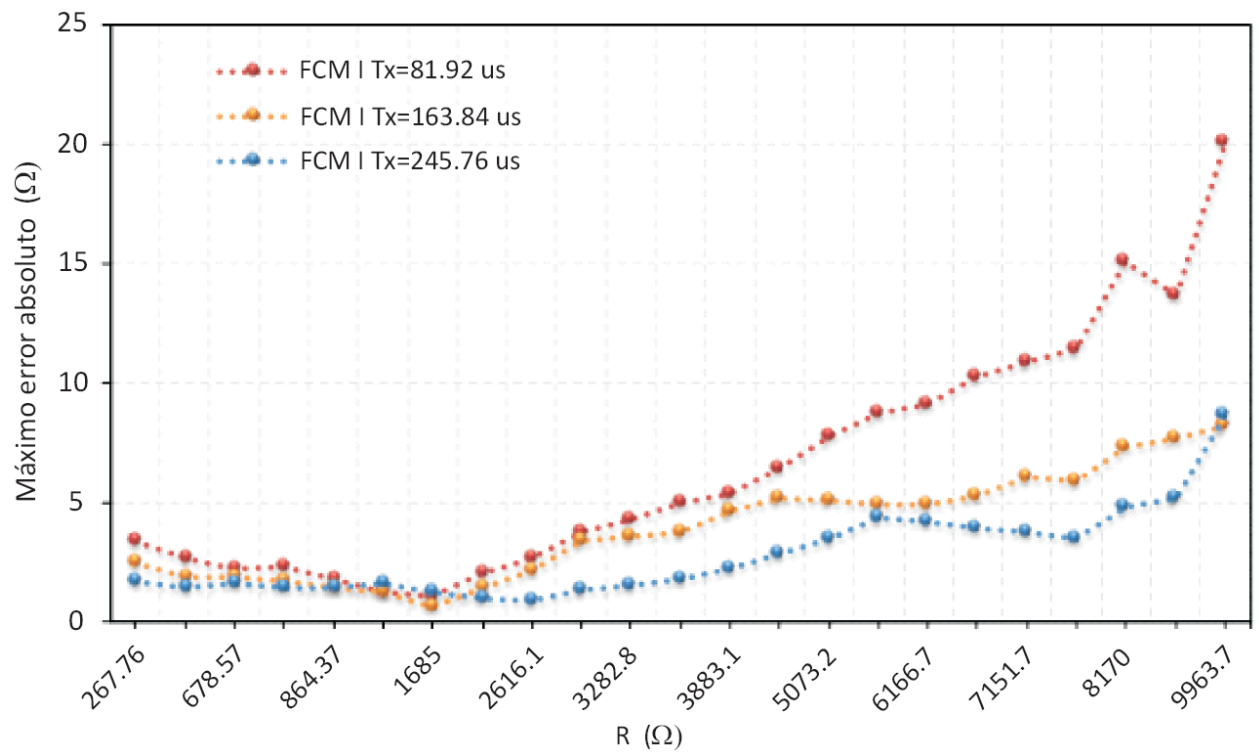


Fig. 9A

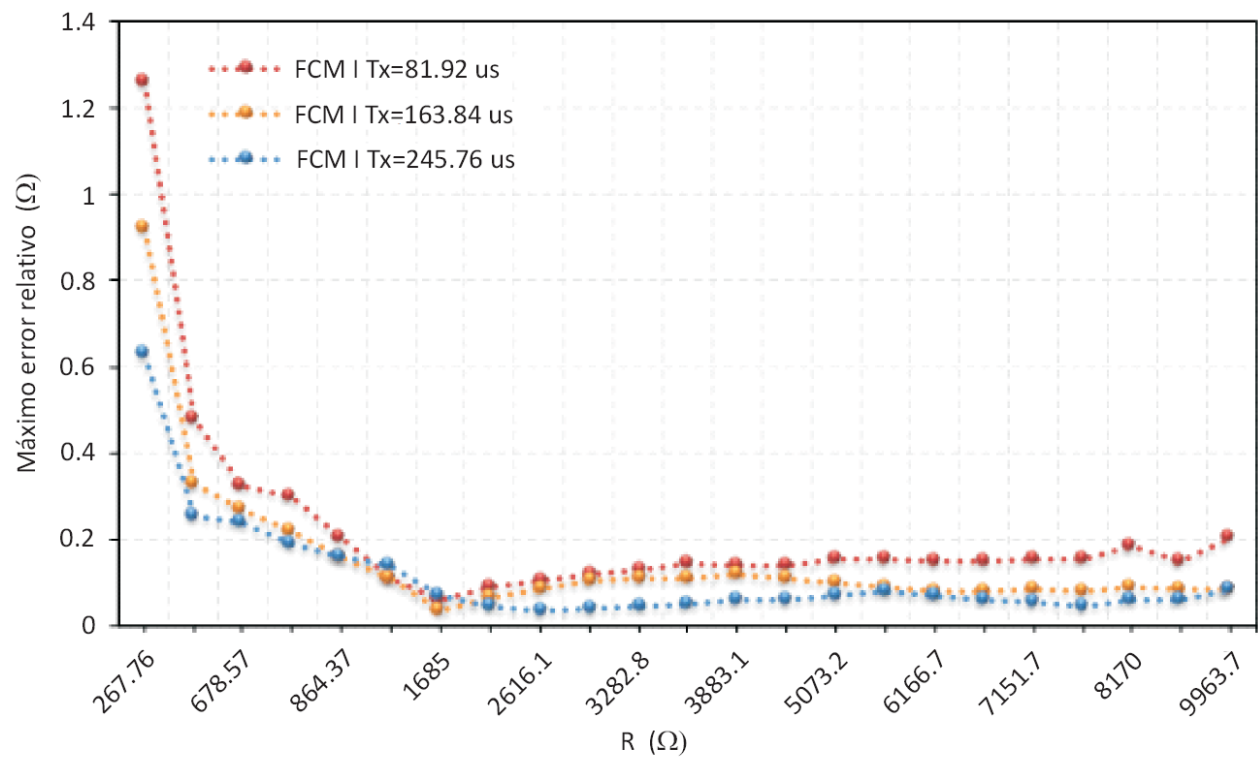
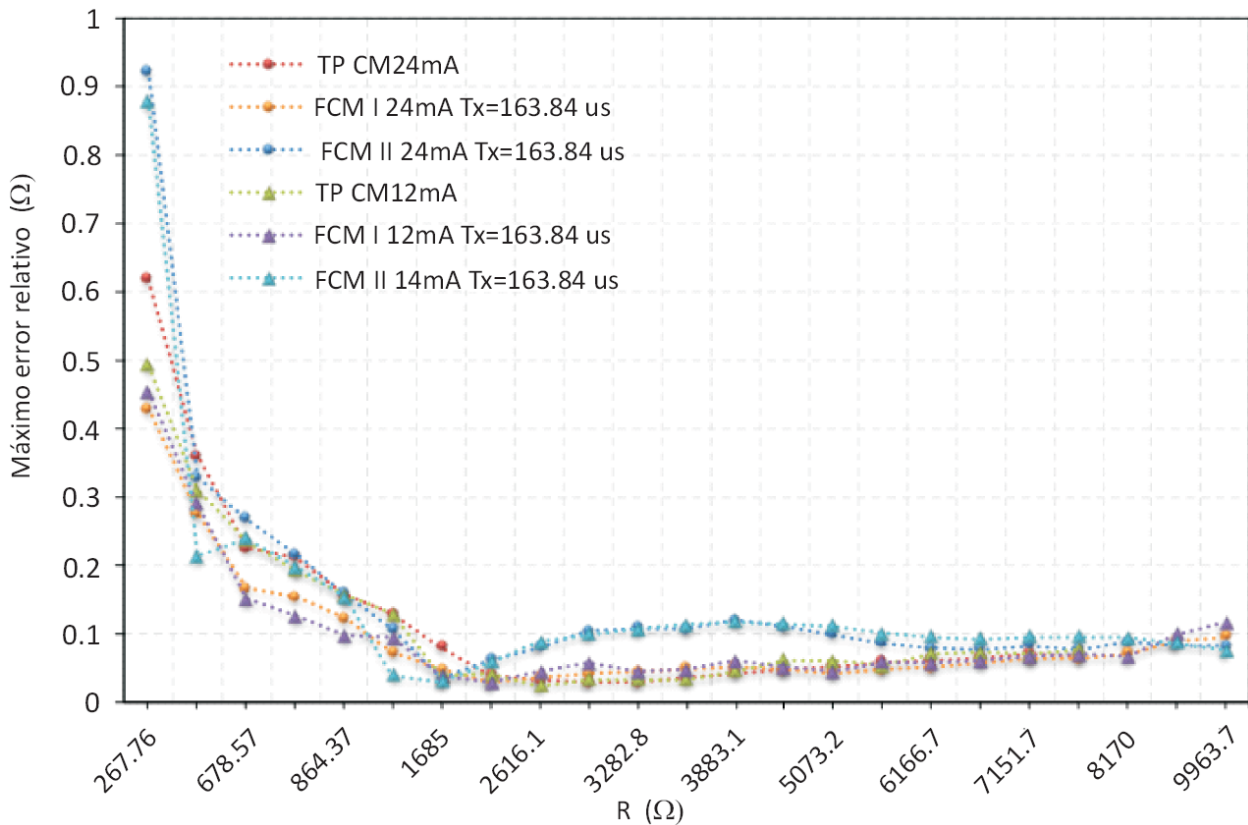
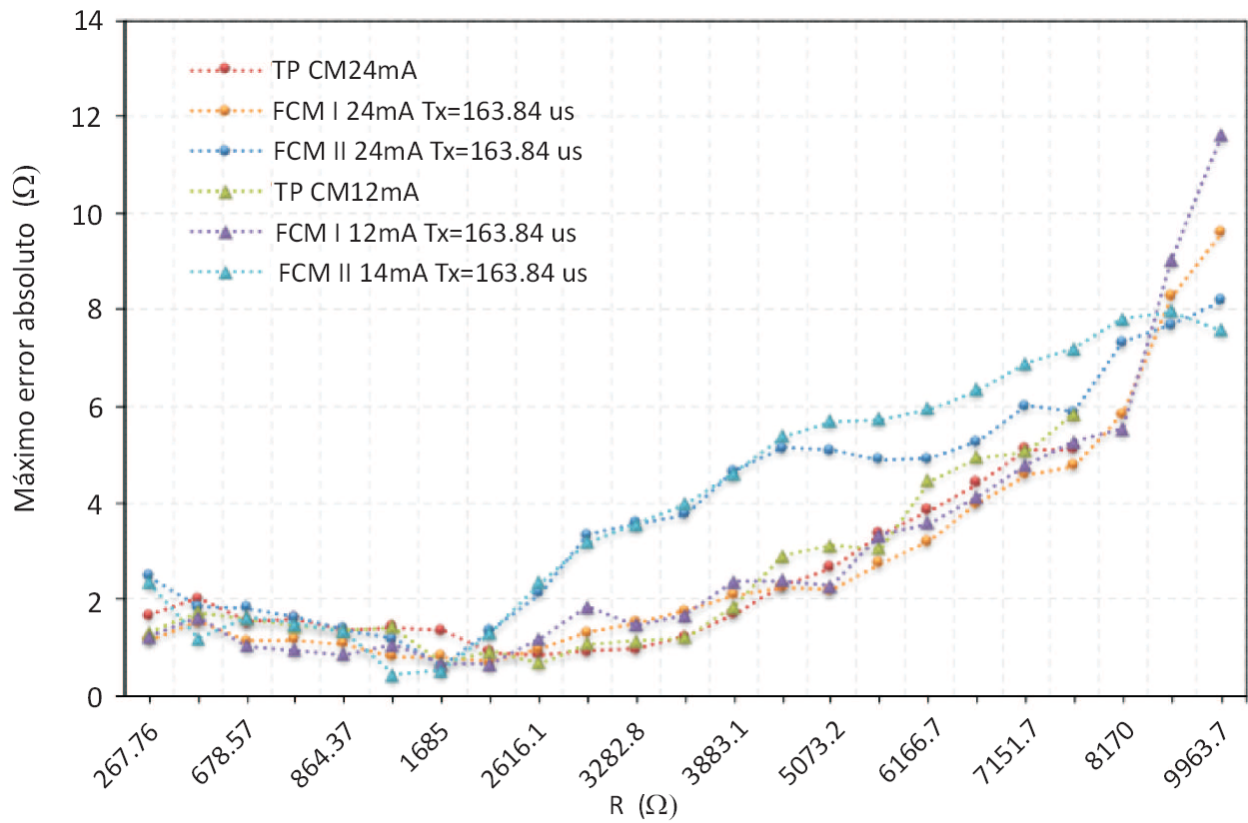


Fig. 9B



	T_{Rmax} (μs)		T_{max} (μs)		
T_x (μs)	<i>TPCM</i>	<i>FCM I or FCM II</i>	<i>TPCM</i>	<i>FCM I</i>	<i>FCM II</i>
81.92	306.5	115.2	605.1	413.7	273.0
163.84	306.5	185.0	605.1	483.6	410.1
245.76	306.5	254.7	605.1	553.3	547.1

Fig. 11



- ②① N.º solicitud: 201930781
②② Fecha de presentación de la solicitud: 06.09.2019
③② Fecha de prioridad:

INFORME SOBRE EL ESTADO DE LA TECNICA

⑤① Int. Cl.: Ver Hoja Adicional

DOCUMENTOS RELEVANTES

Categoría	⑤⑥ Documentos citados	Reivindicaciones afectadas
A	KOKOLANSKI, ZIVKO; GAVROVSKI, CVETAN; DIMCEV, VLADIMIR. Improving the single point calibration technique in direct sensor-to-microcontroller interface by increasing nonlinearity. "Instrumentation viewpoint", 2013, núm. 14, p. 66. , 19/07/2013 [en línea][recuperado el 04/06/2020]. Recuperado de Internet <URL: http://hdl.handle.net/2099/15329 >, ISSN 1886-4864. Apartados II-V. Figuras 2,3. Todo el documento	1-15
A	L. DUTTA, A. HAZARIKA AND M. BHUYAN. Direct interfacing circuit-based e-nose for gas classification and its uncertainty estimation. IET Circuits, Devices & Systems, vol. 12, no. 1, pp. 63-72, 1 2018, 01/01/2018 [en línea][recuperado el 04/06/2020]. Recuperado de Internet <URL: https://ieeexplore.ieee.org/document/8249617 >, <DOI: 10.1049/iet-cds.2017.0106.>. Todo el documento	1-15
A	DE LA HOYA, ERNESTO & GASULLA, MANEL & CASAS, OSCAR & REVERTER, FERRAN. Improving the performance of direct interface circuits using the Vernier technique.. IMTC, 01/05/2009 [en línea][recuperado el 04/06/2020]. Recuperado de Internet <URL: https://www.researchgate.net/publication/251890237 Improving_the_performance_of_direct_interface_circuits_using_the_Vernier_technique>, <DOI: 10.1109/IMTC.2009.5168656.>. Todo el documento	1-15

Categoría de los documentos citados

X: de particular relevancia

Y: de particular relevancia combinado con otro/s de la misma categoría

A: refleja el estado de la técnica

O: referido a divulgación no escrita

P: publicado entre la fecha de prioridad y la de presentación de la solicitud

E: documento anterior, pero publicado después de la fecha de presentación de la solicitud

El presente informe ha sido realizado

☒ para todas las reivindicaciones

☐ para las reivindicaciones nº:

Fecha de realización del informe
04.06.2020

Examinador
F. J. Dominguez Gomez

Página
1/2

CLASIFICACIÓN OBJETO DE LA SOLICITUD

G01R27/02 (2006.01)**G01N33/00** (2006.01)**G01N27/12** (2006.01)

Documentación mínima buscada (sistema de clasificación seguido de los símbolos de clasificación)

G01R, G01N

Bases de datos electrónicas consultadas durante la búsqueda (nombre de la base de datos y, si es posible, términos de búsqueda utilizados)

INVENES, EPODOC, WPI, NPL, IEEE, IEE