



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação

Juan Camilo Monsalve Diaz

**Sensor re-configurable para medidas de
temperatura y humedad**

**Sensor reconfigurável para medidas de
temperatura e umidade**

Campinas

2021

Juan Camilo Monsalve Diaz

**Sensor re-configurable para medidas de temperatura y
humedad**

**Sensor reconfigurável para medidas de temperatura e
umidade**

Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, na área de Eletrônica, Microeletrônica e Optoeletrônica.

Tesis presentada a la Facultad de Ingeniería Eléctrica y de la Computación de la Universidad Estatal de Campinas como parte de los requisitos exigidos para la obtención del título de Maestría en Ingeniería Eléctrica, en el área de Electrónica, Microelectrónica y Optoelectrónica

Orientador: Prof. José Antonio Siqueira Dias

Co-orientador Prof. Pedro Carvalhaes Dias

Este exemplar corresponde à versão final da tese defendida pelo aluno Juan Camilo Monsalve Diaz, e orientada pelo Prof. José Antonio Siqueira Dias

Campinas

2021

Ficha catalográfica
Universidade Estadual de Campinas
Biblioteca da Área de Engenharia e Arquitetura
Rose Meire da Silva - CRB 8/5974

M758s Monsalve Díaz, Juan Camilo, 1988-
Sensor re-configurable para medidas de temperatura y humedad / Juan Camilo Monsalve Díaz. – Campinas, SP : [s.n.], 2021.

Orientador: José Antonio Siqueira Dias.

Coorientador: Pedro Carvalhaes Dias.

Dissertação (mestrado) – Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Sensor. 2. Sensor de temperatura. 3. Medidores de umidade. 4. Circuitos impressos. I. Dias, Antonio José Siqueira, 1954-. II. Dias, Pedro Carvalhaes, 1983-. III. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. IV. Título.

Informações para Biblioteca Digital

Título em outro idioma: Sensor reconfigurável para medidas de temperatura e umidade

Palavras-chave em inglês:

Sensor

Temperature sensor

Humidity meter

Printed circuit

Área de concentração: Eletrônica, Microeletrônica e Optoeletrônica

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora:

José Antonio Siqueira Dias [Orientador]

Andreu Cabot Codina

Oswaldo Hugo Bertone

Data de defesa: 10-08-2021

Programa de Pós-Graduação: Engenharia Elétrica

Identificação e informações acadêmicas do(a) aluno(a)

- ORCID do autor: 0000-0002-9536-280X

- Currículo Lattes do autor: <http://lattes.cnpq.br/3085801649961293>

COMISSÃO JULGADORA - TESE DE DOUTORADO

Candidato(a): Juan Camilo Monsalve Diaz RA: 180132

Data de defesa: 10 de Agosto de 2021

Título da Tese: "Sensor re-configurable para medidas de temperatura y humedad"

Prof. Dr. José Antonio Siqueira Dias (Presidente)

Prof. Dr. Andreu Cabot Codina

Prof. Dr. Osvaldo Hugo Bertone

A Ata de Defesa, com as respectivas assinaturas dos membros da Comissão Julgadora, encontra-se no SIGA (Sistema de Fluxo de Dissertação/Tese) e na Secretaria de Pós-Graduação da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

A mi familia.

Agradecimentos

Agradeço, primeiro, aos meus pais. Seus esforços e seu exemplo foram fundamentais para me tornar a pessoa que eu sou. Agradeço também o José, meu irmão, que com a sua generosidade sempre há estado disposto a me ajudar. Adicionalmente um agradecimento a Maria. Obrigado pela paciência e a compreensão durante este processo. Não posso deixar de agradecer ao meu orientador, o professor, José Siqueira Dias por ter me aceitado como o seu aluno. Finalmente agradeço ao Brasil, ao programa CI-Brasil, a UFRGS e a UNICAMP pelo conhecimento e os bons momentos.

Resumen

Este trabajo presenta un prototipo de un sensor dual reconfigurable capaz de medir, con la misma estructura, temperatura y humedad. Un sensor capacitivo implementado sobre una PCB (Printed Circuit Board) fue fabricado con una geometría diferente al estado del arte.

La estructura interdigitada, usada convencionalmente, es modificada y dos líneas de cobre con una geometría de serpetina, son usadas para construir el sensor capacitivo. De esta manera se incrementa la longitud efectiva de cada electrodo y por consecuencia su resistencia longitudinal. Luego, como el coeficiente de temperatura del cobre es bien conocido, al medir la resistencia, la temperatura puede ser inferida.

Adicionalmente se implementan dos circuitos para medir la temperatura y la cantidad de agua presente sobre el sensor. La temperatura es medida a través de la tensión de salida de un operacional que amplifica la caída de tensión sobre el electrodo de cobre, la cual varía con la temperatura. Por otro lado, la humedad, en gramos, es medida mediante la variación de la frecuencia de un oscilador de relajación. El periodo depende de la capacitancia y esta varía en función de la cantidad de agua presente en la superficie del sensor.

Finalmente se desarrolla un método de calibración en donde mediante medidas de frecuencia y temperatura se obtiene la masa del agua sobre el sensor.

Palabras Claves: Sensor; Sensor reconfigurable; Sensor de humedad; Sensor de Temperatura; Sensor capacitivo; Detector resistivo de temperatura (RTD); Tecnología de PCB.

Abstract

This work presents a re-configurable dual-sensor prototype capable of measuring temperature and humidity using the same design fabric. A capacitive sensor on a PCB (Printed Circuit Board) was implemented using a different geometry to the state of the art.

The conventional interdigitated structure is modified, and two parallel traces with a serpentine geometry are used to create the capacitive sensor. This increases each electrode's length and consequently their longitudinal resistance. Then, since the cooper coefficient temperature is well-known, the temperature can be measured by measuring the resistance.

Additionally, two integrated circuits are designed and implemented to measure temperature and water level on the sensor. Temperature is inferred by measuring change in the output voltage of the sensor as it passes through an operation amplifier. On the other hand, humidity, measured in grams, is obtained by observing changes in frequency of a relaxation oscillator circuit. The signal's frequency depends on the capacitance of the sensor, which varies with the amount of water present on the sensor's surface.

Finally, a methodology is proposed that allows to calibrate the mass of water on the sensor based on temperature and humidity measurement.

Keywords: Sensor; Reconfigurable sensor; Humidity sensor; Temperature sensor; Capacitive sensor; Resistance temperature detector (RTD); PCB technology.

*“El hombre no tiene sino sus dos pies, su corazón y un camino que no conduce a
ninguna parte.”
(Gonzalo Arango)*

Lista de ilustraciones

Figura 1.1 – Efecto de la temperatura y la humedad en granos almacenados. Figura extraída de [1]	18
Figura 2.1 – Presión Vs Temperatura. Punto de saturación. Gráfica extraída de [2]	22
Figura 2.2 – Vista frontal de un psychrometro de bulbo mojado y bulbo seco. Imagen obtenida de la referencia [2]	24
Figura 2.3 – Sensor de humedad de Dunmore. Imagen obtenida de la referencia [2]	25
Figura 2.4 – Tipos de sensores de humedad. a) Sensor de placas planas paralelas (Sensor Capacitivo Humicape) y b) Sensor de electrodos interdigitados.	26
Figura 2.5 – Sensor capacitivo Humicape. Imagen obtenida de la referencia [3]	27
Figura 2.6 – Desde el capacitor de placas planas convencional hasta el sensor de <i>fringing field</i> [3]	28
Figura 2.7 – Campo eléctrico y líneas equipotenciales en el plano (x,y)	29
Figura 2.8 – Campo eléctrico y líneas equipotenciales en el plano (u,v)	29
Figura 2.9 – Variación de la capacitancia Vs variaciones en el ancho de los electrodos para varios d	30
Figura 2.10–Variación de la capacitancia Vs variaciones en la separación entre los electrodos para varios W	31
Figura 2.11–Penetración del campo eléctrico Vs distancia entre electrodos para varios W	32
Figura 2.12–Penetración del campo eléctrico Vs Ancho de los electrodos para varios d	32
Figura 3.1 – Resistividad del cobre, sobre la resistividad a $290\text{ }^\circ K$, en función de la temperatura. Figura tomada de la referencia [4]	34
Figura 3.2 – Resistividad ρ [$10^{-8}\Omega.m$] en función de la temperatura K	36
Figura 3.3 – Resistividad ρ [$10^{-8}\Omega.m$] en función de la temperatura K	36
Figura 3.4 – Principio de funcionamiento del sensor de termopar. a. Circuito cerrado. b. Circuito abierto	40
Figura 3.5 – RTD de Meyer. Tomado de la referencia [5]	42
Figura 3.6 – RTD de película fina del fabricante PR Electronics.	43
Figura 3.7 – Resistencia del Cobre, Níquel y Platino vs temperatura. Extraída de la referencia [6].	44
Figura 4.1 – Sensor de <i>fringing field</i> convencional. Estructura interdigitada.	45
Figura 4.2 – Nuevo sensor de <i>fringing field</i> sobre tecnología de <i>Printed Circuit Board</i> (PCB). Estructura en serpentina.	46

Figura 4.3 – Medición de capacitancia con el nuevo sensor.	46
Figura 4.4 – Medición de resistencia con el nuevo sensor.	47
Figura 5.1 – Fotografía del sensor fabricado.	48
Figura 5.2 – Diagrama de bloques básico del circuito de adecuación para la medición de $R(T)$	50
Figura 5.3 – Circuito de adecuación para la medición de $R(T)$	51
Figura 5.4 – Medida de V_{OUT} en función de la temperatura T.	52
Figura 5.5 – Circuito de adecuación para la medición de la capacitancia del sensor. Oscilador de relajación.	53
Figura 5.6 – Formas de onda del oscilador.	53
Figura 5.7 – Comparación entre capacitores medidos usando el puente Genrad 1659 Digibridge y el oscilador de relajación.	55
Figura 5.8 – Sensor (<i>Printed Circuit Board (PCB)</i>) con los rectángulos de papel humedecidos.	55
Figura 6.1 – Comparación entre las medidas de temperatura utilizando el sensor y el LM135.	56
Figura 6.2 – Medida de capacitancia en función de la masa para una temperatura de $30\text{ }^{\circ}\text{C}$ y $20\text{ }^{\circ}\text{C}$	57

Lista de tablas

Tabla 1.1 – Días de almacenamiento Vs Temperatura, con humedad constante de 20%	17
Tabla 1.2 – Días de almacenamiento Vs Humedad, con temperatura constante de 15.55°C	18
Tabla 3.1 – Resistividad ρ [$10^{-8}\Omega.m$] Vs Temperatura K	35
Tabla 3.2 – Coeficiente térmico del cobre para diferentes agencias e instituciones. Tomado de la referencia [7]	38
Tabla 3.3 – Tabla de resistividad y coeficiente de temperatura del cobre, platino y níquel a $0^{\circ}C$	43
Tabla 6.1 – Medidas de Temperatura	57

Abreviaciones y símbolos

Ω *Ohm*

$^{\circ}\text{C}$ *Grado Centígrado*

K *Grado Kelvin*

A/D *Analog to digital*

AB *Humedad Absoluta*

D/P *Punto de Rocío*

PCB *Printed Circuit Board*

RH *Humedad Relativa*

RTD *Resistance Temperature Detector*

SH *Humedad de Saturación*

Índice

1	Introducción	16
1.1	Objetivos	17
1.2	Motivación: Humedad y Temperatura en el Almacenamiento de Granos	17
2	Sensores de Humedad	20
2.1	La humedad y sus medidas	20
2.1.1	Humedad Absoluta (<i>Humedad Absoluta (AB)</i>)	20
2.1.2	<i>Humedad de Saturación (SH)</i>	21
2.1.3	Humedad Relativa (<i>Humedad Relativa (RH)</i>)	21
2.1.4	<i>Punto de Rocío (D/P)</i>	22
2.2	Sensores de Humedad	23
2.2.1	Historia	23
2.2.2	Clasificación	25
2.2.3	Sensores de humedad capacitivos	26
2.2.3.1	Sensores de humedad capacitivos de capacitancia de <i>fringe</i>	27
3	Sensores de Temperatura	33
3.1	Resistencia en función de la temperatura (Metales)	33
3.2	Coefficiente térmico de la resistividad del cobre	35
3.3	Sensores de temperatura	37
3.3.1	Historia	38
3.3.2	Tipos de sensores de temperatura	39
3.3.2.1	Sensores de termopar	39
3.3.2.2	Termistor	40
3.3.2.3	Sensores integrados de silicio	41
3.3.2.4	<i>Resistance Temperature Detector (RTD)</i>	42
4	Propuesta: Nuevo sensor construido sobre tecnología <i>Printed Circuit Board</i> (<i>PCB</i>)	45
5	Materiales y métodos	48
5.1	Medición de temperatura usando segmentos de cobre	48
5.2	Medidas de capacitancia	51
6	Resultados	56
7	Conclusiones	59
7.1	Trabajos futuros	60
Anexos		61
	Proposal of a Reconfigurable Sensor for Measuring Temperature and Capacitance	61

Reconfigurable Sensor Based on PCB Technology for Moisture and Temperature Measurement	66
Referencias	74

1 Introducción

ACTUALMENTE, el uso y el desarrollo de sensores son temas importantes y vigentes. Los procesos industriales y las nuevas tecnologías dependen, en gran medida, de estos dispositivos. La referencia [8] muestra, por ejemplo, una nariz electrónica para la detección de contaminantes del agua. Allí los autores documentan la integración de varios sensores en un único dispositivo capaz de detectar sustancias contaminantes dentro del agua, y, además, resaltan la importancia de dispositivos de baja potencia y bajo costo. Otra referencia [9] expone un sistema autónomo de medición de humedad del suelo, en donde son integrados, un módulo de recolección de energía (*Energy Harvesting*) y un sensor de humedad, que juntos consiguen operar sin necesidad de estar conectados a la red de suministro de energía. Finalmente, se encuentra en la referencia [10], un sensor de fibra óptica, utilizado para medir la temperatura radial en el ducto de escape de una turbina de gas de 6 MW.

Dentro del conjunto de variables que pueden ser medidas, la temperatura y la humedad son de interés en un sinnúmero de aplicaciones. Un ejemplo de gran relevancia es el almacenamiento de granos. La industria de alimentos establece niveles de temperatura y humedad seguros para diferentes tipos de cosechas. La referencia [1] muestra la importancia de estas variables en silos y equipos de secado.

Los sensores capacitivos han demostrado ser una alternativa de bajo costo para medir la humedad en granos [11]. Las Tarjetas de Circuitos Impresos (*Printed Circuit Board (PCB)*) son una óptima alternativa para la construcción de sensores capacitivos tipo *fringe*. La literatura reporta el uso de estos sensores para medir la humedad en aplicaciones tan diferentes como el concreto [12], el suelo [9], el aire [13] y la pulpa de papel [14] and [15].

Adicionalmente, para la fabricación de capacitores en *PCB* es utilizado el cobre como material conductor. El coeficiente de temperatura de este material es, aproximadamente, 0.00387 (1/K) [7]. En consecuencia, cambios en la temperatura inducen cambios en la resistencia. Luego, mediante mediciones del cambio de resistencia, es posible inferir los cambios en la temperatura del ambiente. No obstante, una de las desventajas del cobre, como material para detectar temperatura, es su buena conductividad, lo cual hace necesario caminos largos y angostos para obtener mayores resistencias.

Este trabajo pretende mostrar como un cambio en la geometría del capacitor de *fringe*, implementado en una *PCB*, posibilita la implementación de un sensor de temperatura y humedad usando la misma estructura.

1.1 Objetivos

El objetivo de este trabajo es probar la viabilidad de un sensor de temperatura y humedad, construido sobre una *PCB* y utilizando una misma estructura. Será demostrado que, modificando la estructura de los sensores capacitivos de tipo fringe para humedad, es posible la construcción de un sensor barato que utilice los mismos procesos de las tecnologías actuales de fabricación de *PCBs*.

En este trabajo se presenta la descripción de la nueva geometría, los circuitos utilizados para la adecuación de las señales y los experimentos realizados con sus datos correspondientes.

1.2 Motivación: Humedad y Temperatura en el Almacenamiento de Granos

A partir de la revolución agrícola, los humanos comenzaron a domesticar diversos tipos de granos alrededor del mundo. El trigo y la cebada fueron domesticados en el oriente medio, alrededor de 10.000 años atrás. El maíz y el arroz, son más recientes y se estima que comenzaron a ser plantados hace aproximadamente 7.000 años en América y Asia respectivamente [16].

Nuestra dieta moderna depende, en su gran mayoría, de los granos. Incluso, los animales que domesticamos, como vacas y caballos, son alimentados, entre otras cosas, con cereales. Sin ellos, sería difícil sostener a la población humana (>7.000 millones). Por este motivo los procesos relacionados con la siembra, cultivo y almacenamiento de los alimentos son de suma importancia para la seguridad alimentaria de la humanidad.

Durante los procesos agroindustriales, la temperatura y la humedad se vuelven variables importantes para maximizar la calidad y evitar gastos y pérdidas innecesarios. Desde sensores de humedad de suelos alimentados por sistemas que captan energía de los irrigadores de las plantaciones [9], hasta sistemas de ventilación de silos que mantienen los alimentos en niveles de temperatura y humedad óptimos para cada producto [1].

Tabla 1.1 – Días de almacenamiento Vs Temperatura, con humedad constante de 20%

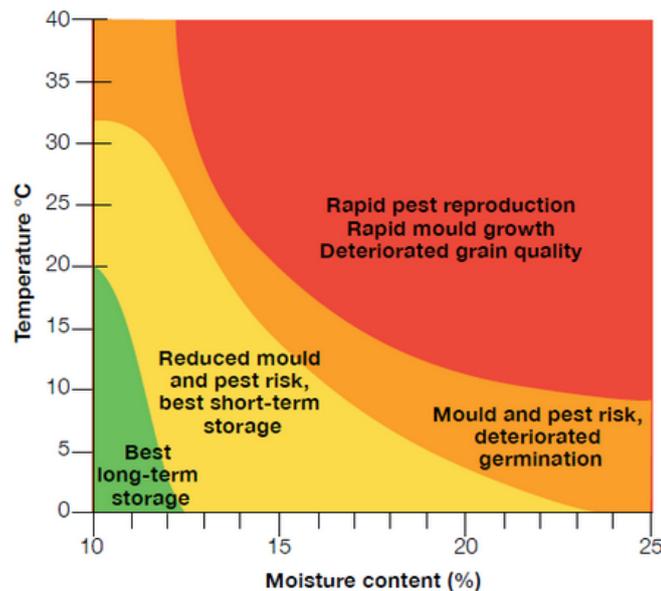
Temperatura [°C]	Tiempo máximo de almacenamiento [días]
-1.11	> 300
4.44	90
10	50
15.55	25

Tabla 1.2 – Días de almacenamiento Vs Humedad, con temperatura constante de 15.55°C

Humedad [%]	Tiempo máximo de almacenamiento [días]
17	75
18	50
19	35
20	25

Según [17], el tiempo que los granos de maíz pueden ser almacenados a una humedad de 20%, varía inversamente con la temperatura. Si el grano es almacenado a 15.55°C, puede ser almacenado por 25 días, pero si la temperatura decrece hasta -1°C , el tiempo de máximo de almacenamiento supera los 300 días. Por otro lado, si la temperatura permanece constante en 15.55°C y la humedad disminuye hasta 17%, el número de días que el producto puede ser guardado aumenta a 75. Las tablas 1.1 y 1.2 ilustran mejor lo descrito.

Si las condiciones de humedad y temperatura no son las ideales los granos pueden volverse no aptos para el consumo humano. Cuando la humedad alcanza el 30% el proceso de germinación comienza. Adicionalmente, colonias de hongos pueden comenzar a proliferar y contaminar los granos con toxinas [11]. En [1] se presenta una mejor visualización gráfica de las condiciones ideales para almacenamiento de granos. Ver Figura 1.1 .

Effects of temperature and moisture on stored grain

SOURCE: CSIRO ECOSYSTEMS SCIENCES

Figura 1.1 – Efecto de la temperatura y la humedad en granos almacenados. Figura extraída de [1]

Esta sección no fue más que una pequeña muestra de la importancia de los sensores de temperatura y humedad. En la literatura aparecen varias otras posibles aplicaciones.

También, fue una motivación para un posible trabajo futuro, en donde se proyecte y se evalúe el desempeño de la topología presentada en este trabajo en la medición de humedad y temperatura en granos.

2 Sensores de Humedad

TRAS establecer definiciones importantes para la hidrometría, este capítulo introduce los sensores de humedad. En primer lugar, se definen la humedad absoluta, humedad relativa, humedad de saturación y punto de rocío. Posteriormente se expone algunos tipos de sensores y algunas clasificaciones presentes en la literatura.

2.1 La humedad y sus medidas

La humedad es definida como la cantidad de vapor de agua dentro del aire o cualquier otro gas [3]. Aunque su medición es un problema complejo de la física aplicada, es de suma importancia debido a la abundancia de agua en la tierra. Por consiguiente, el cálculo de la humedad en algún gas aparece regularmente en diferentes campos, tales como la agricultura, la biología, la climatología, sistemas autónomos y la instrumentación. Algunos ejemplos concretos en donde es necesario medir la humedad son:

- Almacenamiento de granos
- Sistemas de riego
- Fabricación de papel
- Detección de corrosión y erosión en infraestructuras civiles.

La humedad es generalmente medida de dos maneras: la primera, y más simple, se llama *Humedad Absoluta* (AB), la segunda, y un poco más compleja de definir, es llamada *Humedad Relativa* (RH). A continuación, se encuentra una explicación de estos dos conceptos y otros auxiliares.

2.1.1 Humedad Absoluta (AB)

La AB es definida como la cantidad de vapor de agua en un determinado volumen de gas. Este es catalogada como una medida primaria porque puede ser obtenida directamente midiendo el contenido de vapor.

$$AB = \frac{m_w}{v} \quad (2.1)$$

En la Eq. 2.1 m_w representa la masa del agua, mientras que v representa el volumen del gas (aire). Luego las unidades de AB son $[g/m^3]$.

2.1.2 Humedad de Saturación (SH)

La humedad de saturación (SH) es definida como la masa de vapor de agua que es necesaria para alcanzar la saturación de un gas, dividido por el volumen. Esta es función de la temperatura: si la temperatura aumenta el gas puede aceptar más vapor sin saturarse.

$$SH = \frac{m_{ws}}{v} \quad (2.2)$$

donde SH es la Humedad de saturación en $[g/m^3]$, m_{ws} es la masa del vapor de agua en el punto de saturación y v es el volumen del gas.

Aquí cabe aclarar ¿Qué es el punto de saturación? Para ello podemos suponer la existencia de un contenedor con aire a una temperatura T determinada. A continuación, se empieza a adicionar, gradualmente, vapor de agua. En determinado momento ocurren una condensación del vapor de agua debido a que el aire está saturado y no consigue absover mas vapor.

2.1.3 Humedad Relativa (RH)

La humedad relativa se define como la razón entre la masa del vapor de agua en el aire y la masa del vapor necesaria para lograr la saturación del gas. Como vimos, la humedad de saturación de un gas depende de la temperatura. Por esta razón, dado que RH depende de la SH , es también dependiente de la temperatura. Paralelamente, puede ser expresada como:

$$RH\% = \frac{P_V}{P_S} \times 100 \quad (2.3)$$

en donde RH es expresada en porcentaje, P_V es la presión parcial real del vapor de agua en el aire y P_S es la presión en la saturación del vapor de agua en el aire. La unidad de ambas presiones es [KPa].

La Figura 2.1, extraída de la referencia [2] ayuda a entender la relación desde un punto de vista gráfico. En esta se puede ver como la presión de saturación crece a medida que la temperatura aumenta. También se muestra el punto de rocío T_d que será explicado más adelante. Adicionalmente se introduce el déficit de saturación p_{sd} , el cual representa la diferencia entre la presión del aire y la presión de saturación.

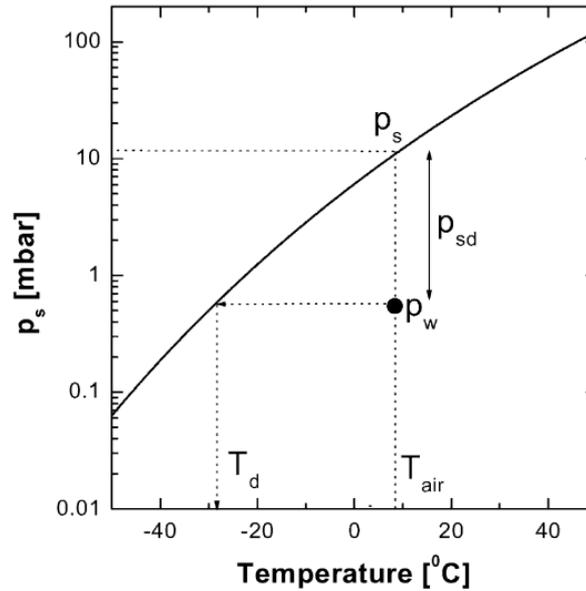


Figura 2.1 – Presión Vs Temperatura. Punto de saturación. Gráfica extraída de [2]

Una expresión más simple, extraída de la definición dada al comienzo, es:

$$RH\% = \frac{m_w}{m_{ws}} \times 100 \quad (2.4)$$

en donde m_w es la masa del vapor de agua y m_{ws} es la masa del vapor de agua en saturación.

Luego, si multiplicamos por $1/v$ tanto el numerador como el denominador, podemos definir $RH\%$ como:

$$RH\% = \frac{\frac{m_w}{v}}{\frac{m_{ws}}{v}} \times 100 \quad (2.5)$$

Y simplificando, RH queda definida como:

$$RH\% = \frac{AB}{SH} \times 100 \quad (2.6)$$

2.1.4 Punto de Rocío (D/P)

El punto de rocío es definido como la temperatura, mayor a 0°C , en el que el vapor de agua presente en un gas, comienza a condensarse. Este parámetro depende de la presión del gas y es considerado un parámetro absoluto.

Si la presión permanece constante y el vapor de agua se enfría, eventualmente la presión de saturación del vapor de agua alcanzará la presión parcial del vapor de agua. En este momento el líquido se condensa y genera rocío.

En la Figura 2.1 se puede identificar el punto de rocío T_d . Obsérvese que si un vapor con una presión parcial p_V igual a p_W es enfriado hasta T_d , este alcanza la presión de saturación p_S .

2.2 Sensores de Humedad

El objetivo de esta sección es presentar las características generales del tipo de sensor usado en este trabajo; los sensores capacitivos. Para esto comenzaremos con un poco de historia general. Después presentaremos algunas clasificaciones de los sensores de humedad. Finalmente, introduciremos los sensores de humedad capacitivos.

2.2.1 Historia

Desde hace mucho tiempo la humanidad está interesada en medir la humedad. Por ejemplo, en China, durante la dinastía Shang (Siglo XVIII a.C - Siglo XII a.C) se utilizaban huesos y caparazones de tortuga para medir la humedad. Los huesos eran quemados por adivinos, quienes, dependiendo de las agrietas, predecían la humedad [18].

Posteriormente, durante la dinastía West Hang, se utilizó carbón para medir la humedad. Gracias a la porosidad del carbón, se favorece un acúmulo de agua en su interior. Entonces, aires más húmedos tienden a depositar más agua en su interior, mientras aires más secos depositan menos agua. Luego, mediante la medida del peso del carbón, se mide, indirectamente, la humedad [19].

Para hablar de la historia de los sensores de humedad es necesario nombrar dos dispositivos que tuvieron una gran importancia. El primero es el Pysicrómetro de bulbo seco y bulbo mojado, el segundo es el sensor de Dunmore.

El Pysicrometro es considerado uno de los mayores inventos de la hidrometría. Su primera patente data del año 1818 y fue presentada por el inventor alemán Erns Ferdinan August. El nombre viene del griego y significa "medida fría" [20].

Su principio de funcionamiento se apoya en la relación entre la evaporación y la humedad del aire. Mientras menos humedad exista en el aire más líquido es evaporado de alguna superficie o cuerpo que contenga el líquido. A su vez, la evaporación disminuye la temperatura del objeto. Luego, al medir la diferencia en la temperatura, se puede conocer la humedad relativa del medio [21].

El termómetro de bulbo seco y mojado utiliza el principio anteriormente descrito para funcionar. El dispositivo posee dos bulbos. El primero, el bulbo seco, está directamente en contacto con el aire del ambiente. El segundo, el bulbo mojado, está en contacto con agua. Originalmente era utilizado algodón para contener agua destilada, sin embargo, actual-

mente, algunas cerámicas porosas son empleadas junto a termómetros de tipo resistivos, de platino [2].

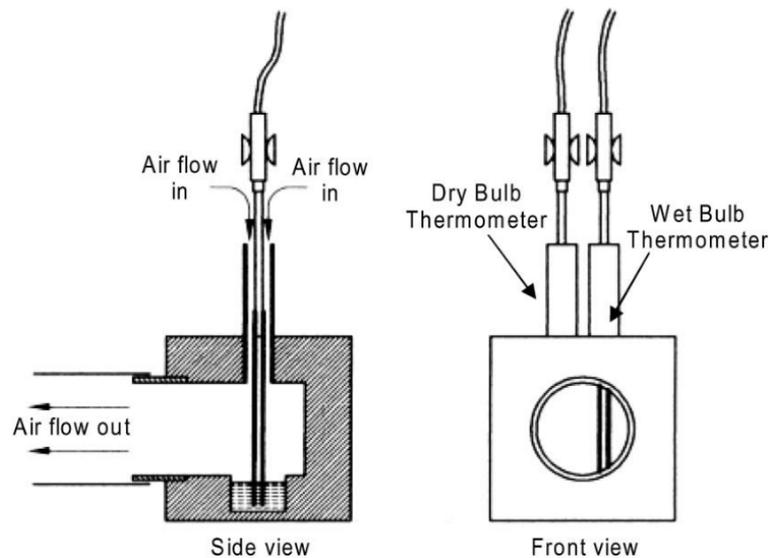


Fig. 2. Schematic of a psychrometer set-up with axial air stream, after Visscher [14].

Figura 2.2 – Vista frontal de un psychrometro de bulbo mojado y bulbo seco. Imagen obtenida de la referencia [2]

El termómetro de bulbo seco y mojado tiene como base de funcionamiento, las propiedades físicas del agua. Esto hace posible que se obtenga precisiones típicas mejores al 2% [2]. Por otro lado, el dispositivo posee algunas desventajas [22]. La primera de ellas es la posibilidad de contaminación del bulbo mojado por partículas o sustancias que puedan alterar la medida. La segunda desventaja radica en la medición de las temperaturas. Si los termómetros son analógicos puede dificultarse la medida en ambientes de poca luz o, incluso con presencia de luz, la selección de la temperatura por parte del usuario tiene alta subjetividad. La tercera limitación está en la necesidad de usar tablas para extraer la humedad relativa. Por último, debe tenerse en cuenta la necesidad de mantenimiento y por lo tanto calibración.

En 1938 Francis W. Dunmore desarrolló un sensor de humedad que lleva su nombre, también llamado "sensor de LiCl de punto de rocío". Su gran ventaja fue el incremento de la velocidad de la medida. Estos dispositivos fueron ampliamente utilizados en sondas de medición atmosférica [3]. A diferencia del sensor de bulbo seco y mojado, este tipo de sensores se basa en la relación entre la conductividad iónica de una solución (sal) de litio y cloro (LiCl) y la humedad absorbida. El LiCl empieza a conducir cuando la humedad relativa supera el 12% [2].

El sensor consta de una fuente AC con sus terminales conectadas por una película de LiCl depositada sobre un cilindro hueco de vidrio, y un termómetro al interior del cilindro.

Cuando la humedad en la sal es baja su resistencia es alta y la corriente eléctrica entre los terminales de la fuente de tensión es igualmente baja. A medida que la humedad es acumulada en la sal, la resistividad disminuye y la corriente de la fuente aumenta. Esta corriente genera calor. Este calor evapora la humedad. Y así hasta llegar al equilibrio térmico. Finalmente, la temperatura es medida como magnitud indirecta de la humedad que se encuentra en el medio (ver Figura 2.3).

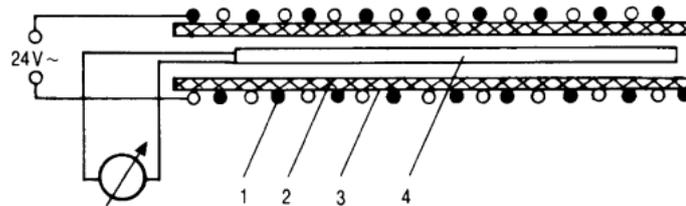


Fig. 3. Schematic of the LiCl dew point sensor: (1) heating electrode; (2) wick soaked with LiCl; (3) metal housing and (4) measurement electrode.

Figura 2.3 – Sensor de humedad de Dunmore. Imagen obtenida de la referencia [2]

2.2.2 Clasificación

Varios criterios pueden ser utilizados para clasificar los sensores de humedad. El tipo de material, o el principio físico de funcionamiento, pueden ser parámetros para clasificar los sensores. Sin embargo, la primera clasificación debe ser con base en el tipo de medida. Bajo este criterio existen sensores de Humedad Absoluta y sensores de Humedad Relativa. Si el criterio de clasificación empleado es el material, los Sensores de Humedad pueden ser clasificados en tres grupos:

- Cerámicos (Semiconductores)
- A base de polímeros orgánicos
- Híbridos (Polímeros y cerámicos)

Todos los sensores de humedad, independientemente de la categoría en la que se puedan catalogar, utilizan cambios en las propiedades físicas y eléctricas de elementos sensibles al ser expuestos a la humedad. Un ejemplo de ello son los Sensores de Impedancia Sensible. En donde mediante un circuito eléctrico se miden los cambios de una impedancia dependiente del contenido de humedad sobre el material. Estos se dividen en dos grupos principales:

- Resistivos
 - Iónicos

– Electrónicos

- Capacitivos

Los sensores resistivos cambian su conductividad dependiendo del contenido de agua al cual está expuesto el elemento sensible. Luego, dependiendo de cómo se da la conducción, es posible subdividir esta categoría en iónicos y electrónicos. Por otro lado, los sensores capacitivos utilizan el cambio de la constante dieléctrica del material para poder obtener la medida de humedad. Este trabajo se encuentra en esta última categoría.

2.2.3 Sensores de humedad capacitivos

Los sensores de humedad capacitivos, representaban en 2014 el 75% de los sensores de humedad relativa del mercado [3]. Estos, a diferencia de los resistivos, usan el cambio en la constante dieléctrica de un medio ϵ , generada por la presencia del agua. Estos sensores se valen de la diferencia entre la permitividad relativa del aire ($\epsilon_r = 1$), por ejemplo, y la permitividad relativa del agua ($\epsilon_r = 80.29240 @ 20^\circ\text{C}$ [23]). Entonces, al construir un sistema capaz de medir la capacitancia, indirectamente se estará midiendo la humedad del medio.

Este tipo de sensores pueden ser de dos clases. El primero consta de un par de placas planas paralelas. Dos electrodos planos son conectados mediante un polímero sensible a la humedad como se observa en la Figura 2.4.a. El segundo tipo es construido mediante electrodos coplanares, interdigitados tal y como se muestra en la figura 2.4.b.

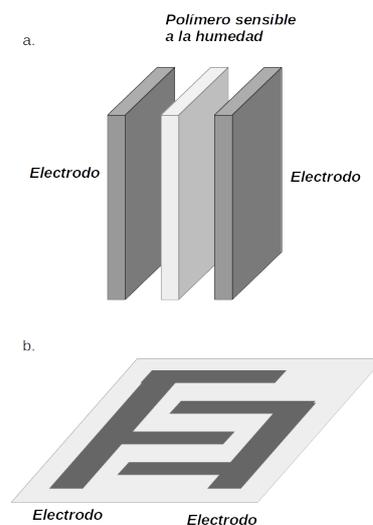


Figura 2.4 – Tipos de sensores de humedad. a) Sensor de placas planas paralelas (Sensor Capacitivo Humicape) y b) Sensor de electrodos interdigitados.

Un tipo de sensor de humedad capacitivo de placas planas paralelas fue desarrollado en Finlandia por Vaisala. Este dispositivo recibe el nombre de Humicape y su estructura se muestra en la Figura 2.5. El sensor es compuesto por dos electrodos inferiores idénticos adherido a un substrato de vidrio. Luego, posee una película delgada de acetato de celulosa. Finalmente, como electrodo superior, es usada una capa de oro de 10 – 20 *nm* de espesor y suficientemente porosa para que el agua pueda atravesarla.

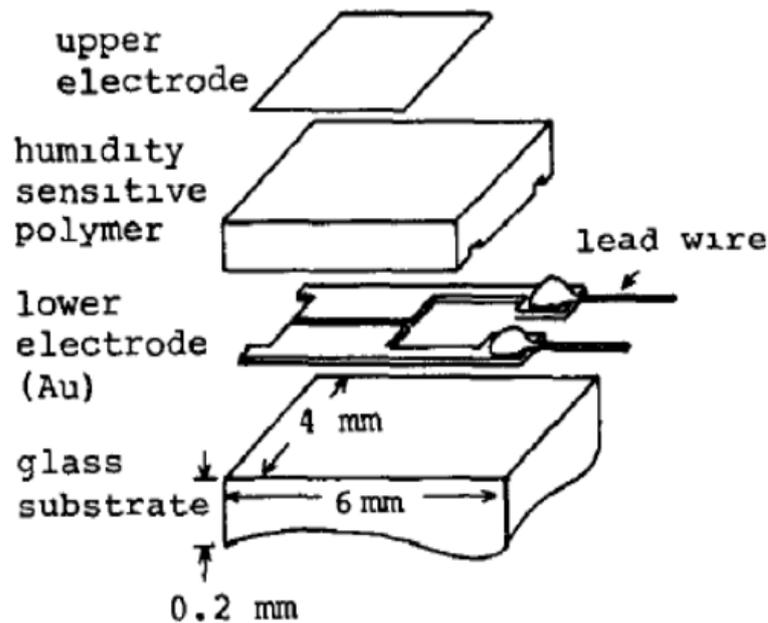


Figura 2.5 – Sensor capacitivo Humicape. Imagen obtenida de la referencia [3]

2.2.3.1 Sensores de humedad capacitivos de capacitancia de *fringe*

Un capacitor de *fringing field* posee el mismo principio de operación que los capacitores más convencionales de placas planas paralelas, cuyo valor de capacitancia está dado por la ecuación 2.7. Donde ϵ_0 es la constante dieléctrica del espacio vacío, ϵ_r es la constante dieléctrica del material entre las placas, A es el área de los electrodos y d es la distancia entre ellos.

$$C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{A}{d} \quad (2.7)$$

Sin embargo, a diferencia de los capacitores de placas planas paralelas, el campo eléctrico generado por un capacitor de efecto *fringe* ocupa el espacio sobre el plano en donde están los electrodos. La figura 2.6 muestra como las líneas de campo eléctrico cambian conforme las placas rotan. En esta figura no se incluyeron las líneas de campo que también se forman abajo del sensor. Usualmente la capacitancia entre las dos placas es comparable a las capacitancias de las conexiones de los electrodos. Por esta razón la estructura debe repetirse varias veces para aumentar la capacitancia total.

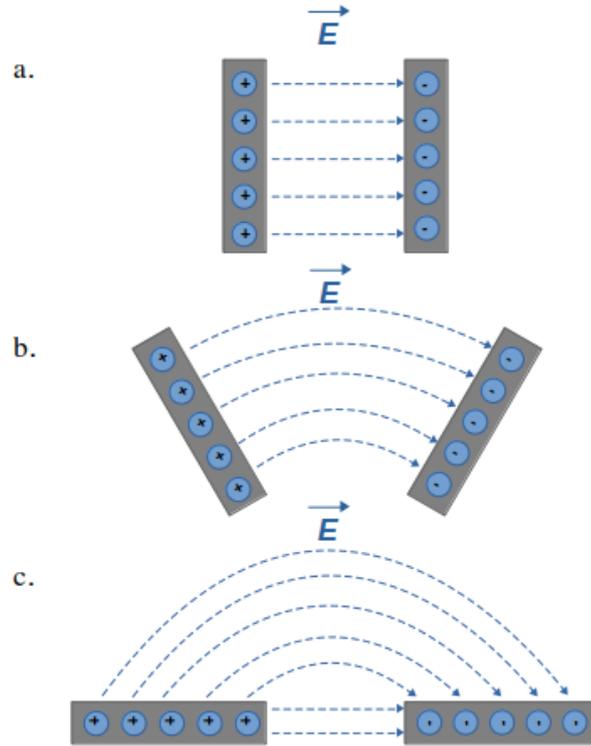


Figura 2.6 – Desde el capacitor de placas planas convencional hasta el sensor de *fringing field* [3]

Diferentes expresiones son presentadas en la literatura para calcular el valor de la capacitancia del sensor. Algunas referencias como [24] y [25] utilizan técnicas de mapeamiento conforme con el fin de calcular la capacitancia de la estructura de la figura 2.6, como un par de placas planas paralelas. Entonces la capacitancia puede ser calculada usando la ecuación 2.8.

$$C = \epsilon_0 \epsilon_r L \frac{K(k_I)}{K(k'_I)} \quad (2.8)$$

En donde $K(k)$ es la integral elíptica de primer orden de modulo k . Estas ecuaciones son solo mencionadas y quien desee ahondar en ellas se recomienda leer las referencias [24] [25] [26]. Además, no proporcionan un modo rápido para analizar la dependencia de la capacitancia con la geometría de la estructura.

Por otro lado, la referencia [13] presenta una ecuación más simple dada por la ecuación 2.9, en donde n es el número de dedos, l es la longitud de los dedos, h es la altura del cobre, γ es un factor de escala menor o igual a 1 y, finalmente, d es la distancia entre los dedos.

$$C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{(n-1)lh\gamma}{d} \quad (2.9)$$

Una tercera opción, encontrada en la referencia [27] utiliza nuevamente la técnica de mapeamiento conforme. El plano $Z = (x, y)$, mostrado en la Figura 2.7, es transformado en el plano $W = (u, v)$, mediante una transformación de la forma $W = C_1 \cos^{-1}(kZ) + C_2$, dando como resultado la figura 2.8. De esta manera las líneas de campo eléctricos son elipses y las líneas equipotenciales son hipérbolas.

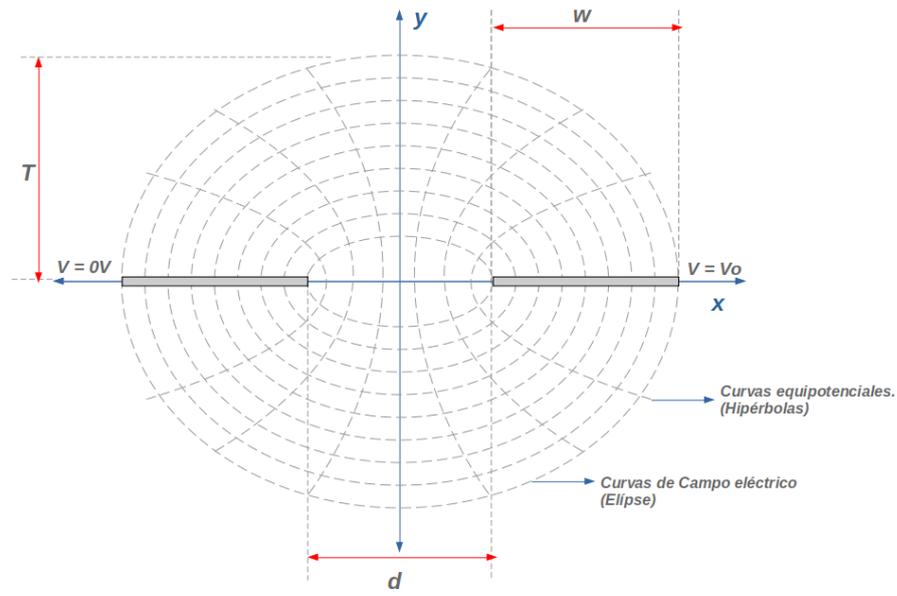


Figura 2.7 – Campo eléctrico y líneas equipotenciales en el plano (x,y)

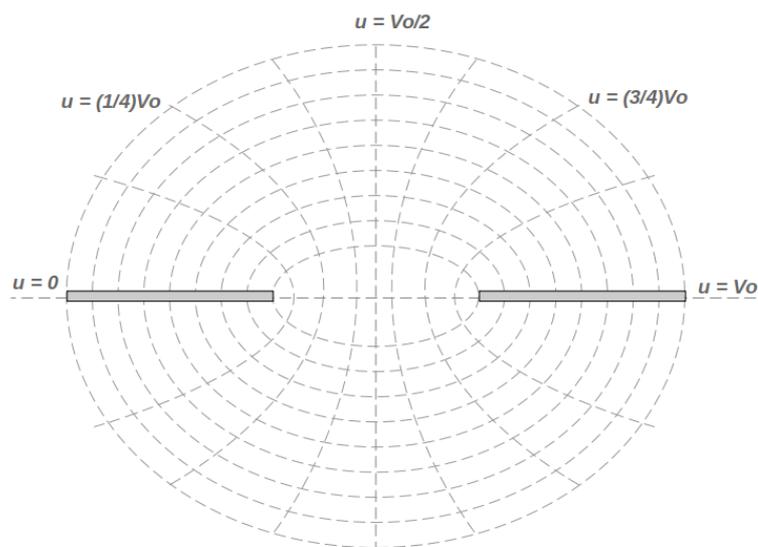


Figura 2.8 – Campo eléctrico y líneas equipotenciales en el plano (u,v)

La capacitancia es calculada como la razón entre la carga Q y la tensión V_0 .

$$C = \frac{Q}{V_0} \quad (2.10)$$

En donde la carga es calculada utilizando la ley de Gauss:

$$Q = \oint \mathbf{D} \cdot d\mathbf{A} \quad (2.11)$$

Finalmente, substituyendo 2.11 en 2.10 se obtiene:

$$C = 2\epsilon_0\epsilon_r \frac{l}{\pi} \ln \left[\left(1 + \frac{2W}{d} \right) + \sqrt{\left(1 + \frac{2W}{d} \right)^2 - 1} \right] \quad (2.12)$$

La ecuación 2.12 muestra la dependencia de la capacitancia con la geometría del sensor. Es posible inferir que la capacitancia aumenta a medida que el ancho de los electrodos aumenta. Esto es esperado si se tiene en cuenta la figura 2.6. Un aumento en W es equivalente a un aumento en el área del capacitor de placas planas paralelas. La figura 2.9 ilustra esta relación.

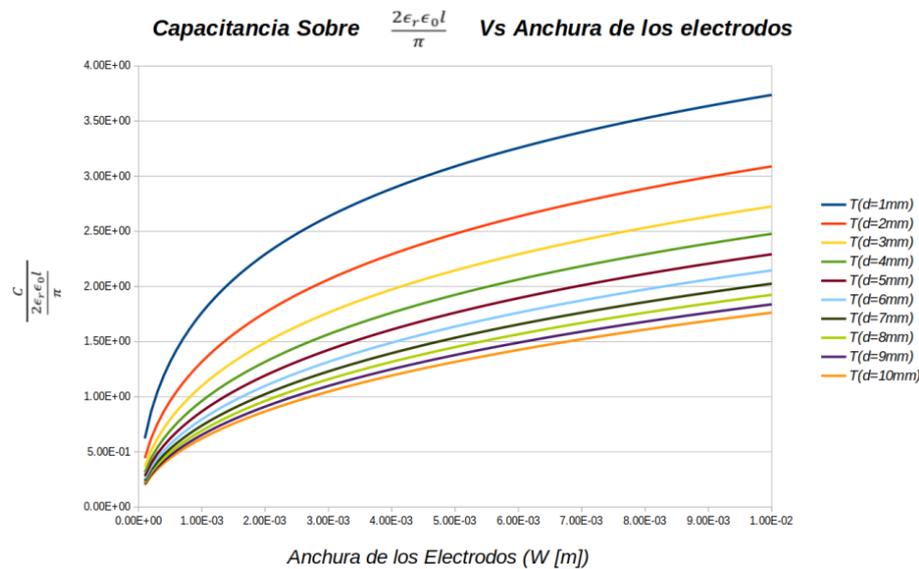


Figura 2.9 – Variación de la capacitancia Vs variaciones en el ancho de los electrodos para varios d .

Por otro lado, considerando la ecuación 2.12, un aumento de la distancia entre los electrodos se traduce en una disminución de la capacitancia. Nuevamente, al tener como referencia la figura 2.6, es posible entender la separación entre los electrodos sobre el mismo plano, como un aumento en la distancia de un capacitor de dos placas planas paralelas. La figura 2.10 muestra como un aumento en d disminuye rápidamente el valor de la capacitancia.

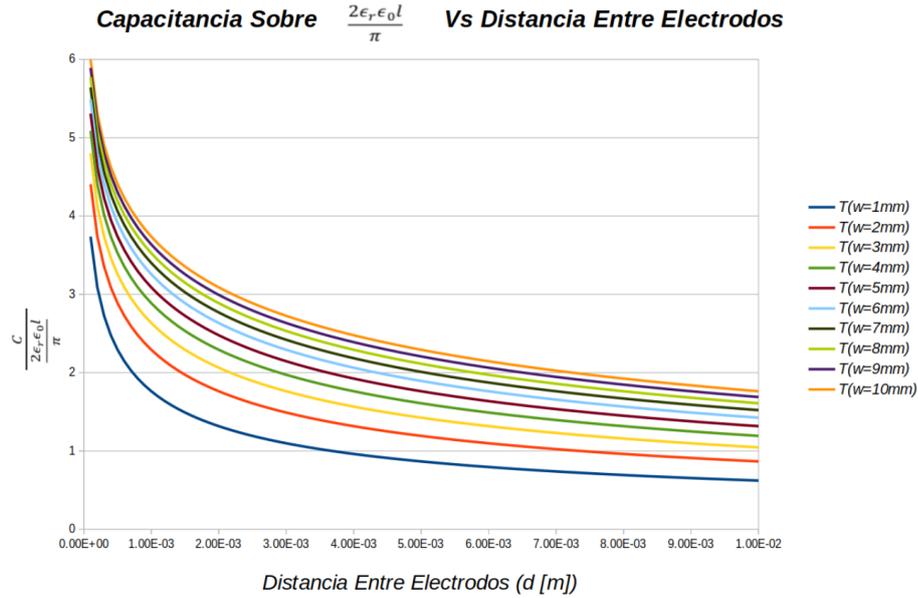


Figura 2.10 – Variación de la capacitancia Vs variaciones en la separación entre los electrodos para varios W .

Una expresión importante que se obtiene en este método es la penetración del campo eléctrico (T). Se llega a esta expresión igualando $x = 0$ en la ecuación de la elipsis más externa. Después de este proceso se obtiene entonces una expresión para T .

$$T = \frac{d}{2} \sqrt{\left(1 + \frac{2W}{d}\right)^2 - 1} \quad (2.13)$$

Examinando la ecuación 2.13 se deduce que un aumento en el ancho de los electrodos (W) o en la distancia entre ellos (d), causa una mayor penetración (T) del campo eléctrico en el material de prueba. La figura 2.11 muestra como al aumentar la distancia entre los electrodos, la penetración del campo eléctrico (T) aumenta. Adicionalmente, la figura 2.12 muestra cómo (T) sube con el incremento del ancho de los electrodos (W) para varias distancias entre ellos (d).

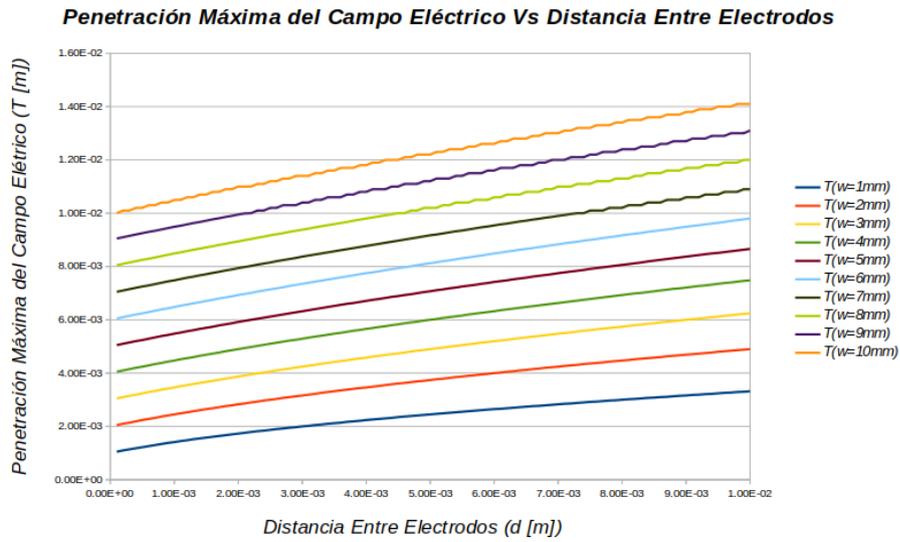


Figura 2.11 – Penetración del campo eléctrico Vs distancia entre electrodoes para varios W .

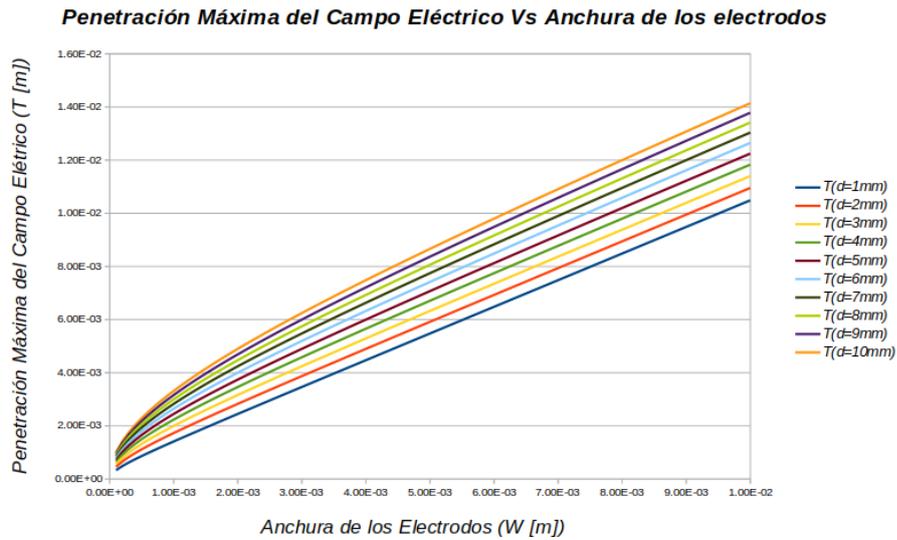


Figura 2.12 – Penetración del campo eléctrico Vs Ancho de los electrodoes para varios d .

3 Sensores de Temperatura

ESTE capítulo se centra en la descripción de los sensores de temperatura. En primer lugar, se tratará la dependencia de la resistencia de los metales con la temperatura. En segundo lugar, se expondrá un breve resumen sobre algunos valores para el coeficiente térmico de la resistividad del cobre. Por último, se hace un resumen de la historia de los sensores de temperatura y se discriminan los diferentes tipos, exponiendo sus diferencias, ventajas y desventajas.

3.1 Resistencia en función de la temperatura (**Metales**)

En 1900 Paul Drude propuso un modelo para explicar los mecanismos de transporte de electrones en los metales en presencia de un campo eléctrico. El modelo establece una relación lineal entre el campo eléctrico y la densidad de corriente eléctrica dentro del material, como se muestra en la ecuación 3.1 [4].

$$\mathbf{J} = -\frac{ne^2\tau}{m}\mathbf{E} \quad (3.1)$$

En donde la conductividad σ está dada por:

$$\sigma = \frac{ne^2\tau}{m} \quad (3.2)$$

Entonces, la resistividad ρ está dada por:

$$\rho = \frac{1}{\sigma} = \frac{m}{ne^2\tau} \quad (3.3)$$

En donde n es la densidad de electrones por unidad de volumen, e es la carga del electrón, τ es el tiempo promedio entre dos colisiones de un electrón con un átomo del material o elemento externo y m es la masa del electrón.

La ecuación 3.3 muestra que la resistividad de un metal está inversamente relacionada con el tiempo promedio de colisión de los electrones τ . Este tiempo es dependiente de dos fenómenos que se presumen independientes:

1. Vibraciones de los átomos (iones) de la estructura cristalina alrededor de una posición de equilibrio, debido a la excitación térmica (phonons).
2. Impurezas y defectos estáticos de la estructura cristalina

Entonces es posible describir τ en función de los dos fenómenos descritos anteriormente:

$$\frac{1}{\tau} = \frac{1}{\tau_i} + \frac{1}{\tau_{ph}} \quad (3.4)$$

En donde τ_i es el tiempo de colisión media debido a impurezas y τ_{ph} es el tiempo de colisión media debido a los phonons.

Luego, substituyendo 3.4 en 3.3 se obtiene:

$$\rho = \rho_i + \rho_{ph} = \frac{m}{ne^2\tau_i} + \frac{m}{ne^2\tau_{ph}} \quad (3.5)$$

Finalmente podemos ver que la resistividad está dividida en dos términos. El primer término ρ_i depende exclusivamente de las impurezas del material y no depende de la temperatura. El segundo término ρ_{ph} depende de la temperatura. El incremento de la temperatura causa un aumento en la amplitud de vibración de los iones dentro de la estructura cristalina y, por lo tanto, aumenta la probabilidad de exististe una colisión con los electrones libres. Luego el tiempo de colisión disminuye y, de acuerdo con la ecuación 3.5, la resistividad aumenta.

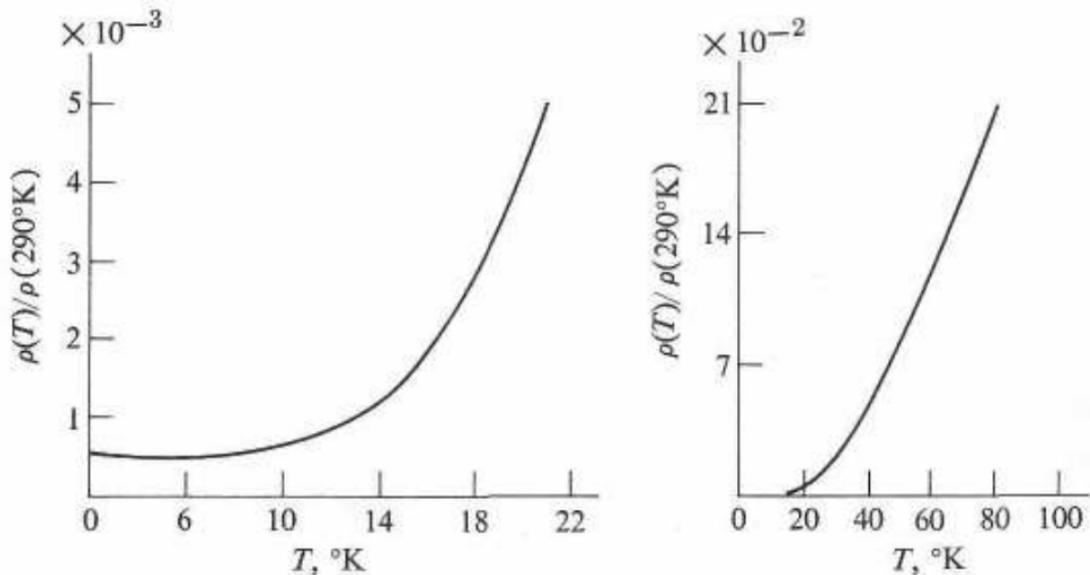


Figura 3.1 – Resistividad del cobre, sobre la resistividad a 290°K , en función de la temperatura. Figura tomada de la referencia [4]

La Figura 3.1 muestra como en bajas temperaturas la resistividad del cobre es dominada por las impurezas y es relativamente estable, y a partir de 14°K la resistividad es dominada por las vibraciones de los iones de la estructura cristalina y aumenta con la temperatura.

3.2 Coeficiente térmico de la resistividad del cobre

La resistividad en función de la temperatura de un material, en una aproximación de primer orden, está dado por la ecuación 3.6. El coeficiente térmico es representado por α y T_0 representa temperatura en la cual $\rho [T]$ es igual a ρ_0 .

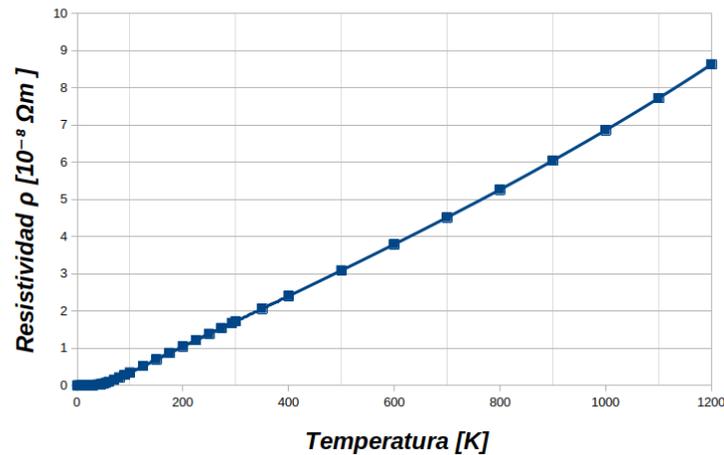
$$\rho [T] = \rho_0 [1 + \alpha (T - T_0)] \quad (3.6)$$

La tabla 3.1 fue extraída de la referencia [28], de 1979, en donde se presentan valores para la resistividad en función de la temperatura.

Tabla 3.1 – Resistividad $\rho [10^{-8}\Omega.m]$ Vs Temperatura K

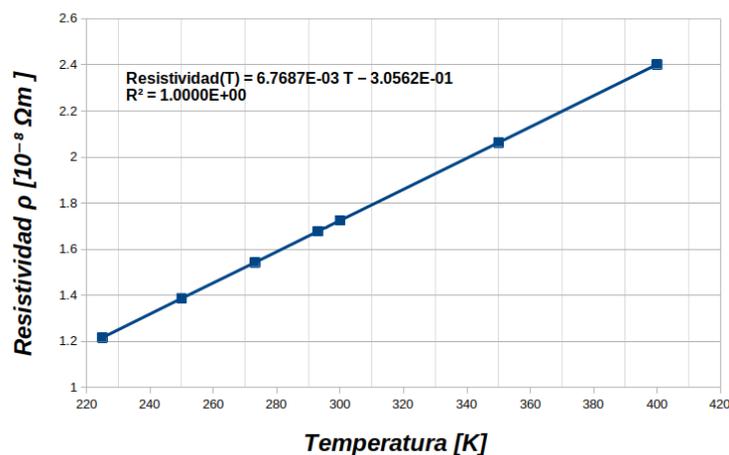
Temperatura [K]	Resistividad $\rho [10^{-8}\Omega.m]$	Temperatura [K]	Resistividad $\rho [10^{-8}\Omega.m]$
1	0.00200	175	0.874
4	0.00200	200	1.046
7	0.00200	225	1.217
10	0.00202	250	1.387
15	0.00218	273.15	1.543
20	0.00280	293	1.678
25	0.00449	300	1.725
30	0.00828	350	2.063
35	0.0147	400	2.402
40	0.0239	500	3.090
45	0.0358	600	3.792
50	0.0518	700	4.514
55	0.0727	800	5.262
60	0.0971	900	6.041
70	0.154	1000	6.858
80	0.215	1100	7.717
90	0.281	1200	6.858
100	0.348	1300	9.592
125	0.522	1357.6	10.171
150	0.699		

La tabla 3.1 es graficada en la Figura 3.2. Es posible notar una vez más la influencia de las impurezas en la resistividad a baja temperatura. Luego existe un incremento conforme la temperatura aumenta.

Resistividad del Cobre ρ [$10^{-8} \Omega m$] Vs Temperatura [K]Figura 3.2 – Resistividad ρ [$10^{-8} \Omega.m$] en función de la temperatura K

Para obtener el coeficiente de temperatura se seleccionan los datos de resistividad presentados en la tabla 3.1 que se encuentran entre temperaturas de 225 K y 400 K ($-48.15^\circ C$ y $126.85^\circ C$). La razón del rango seleccionado viene de las especificaciones de temperaturas de los circuitos electrónicos utilizados para adecuación de señales; entre $-40^\circ C$ y $125^\circ C$.

En la Figura 3.3 se muestra con más detalle los puntos dentro del rango de selección y la regresión lineal de los datos. Cabe resaltar que el coeficiente de determinación R^2 es casi 1, indicando que la aproximación de primer orden, es una buena aproximación en el rango seleccionado.

Resistividad del Cobre ρ [$10^{-8} \Omega m$] Vs Temperatura [K]Figura 3.3 – Resistividad ρ [$10^{-8} \Omega.m$] en función de la temperatura K

Tomando en cuenta los datos de la tabla 3.1 se selecciona $T_0 = 293 K$ o $T_0 = 19.85^\circ C$

y por lo tanto $\rho_0 = 1.678 \times 10^{-8} \Omega m$. Luego substituyendo los valores anteriores en la ecuación 3.6 se obtiene la ecuación 3.7, en donde la unidad de la temperatura es $^{\circ}C$ y de la resistividad es Ωm .

$$\rho [T] = 1.678 \times 10^{-8} [1 + \alpha (T - 19.85)] \quad (3.7)$$

Para la obtención del coeficiente de temperatura α , se escoge un segundo punto de resistividad y temperatura dado por la pareja $(400K, 2.402 \times 10^{-8} \Omega m)$ o $(126.85^{\circ}C, 2.402 \times 10^{-8} \Omega m)$. Posteriormente se despeja 3.7 para α .

Finalmente, el coeficiente de temperatura de la resistividad del cobre, utilizando los datos de la referencia [28], tiene un valor de:

$$\alpha = 0.00403 [^{\circ}C]^{-1} \quad (3.8)$$

Otras fuentes consultadas muestran valores de α y ρ_0 diferentes. Adicionalmente dos valores para el coeficiente térmico son mostrados dependiendo del proceso de fabricación (Formado a frio o recocido). Las referencias [29] y [30] reportan los siguientes valores:

$$\alpha = 0.00393 [^{\circ}C]^{-1} \quad (3.9)$$

para cobre recocido.

$$\alpha = 0.00381 [^{\circ}C]^{-1} \quad (3.10)$$

para cobre formado a frio.

$$\rho_{20^{\circ}C} = 1.7 \times 10^{-8} [^{\circ}C]^{-1} \quad (3.11)$$

Por último, según la referencia [7] el coeficiente de temperatura del cobre, posee diversos valores y no parece haber un consenso entre las agencias e institutos al rededor del mundo. La tabla 3.2 muestra un compilado de algunos valores reportados por diferentes agencias. Adicionalmente valores separados para coeficientes térmicos calculados con $T_0 = 0^{\circ}C$ y con $T_0 = 20^{\circ}C$ son mostrados.

3.3 Sensores de temperatura

Esta sección pretende dar un poco de contexto sobre los sensores de temperatura. En primer lugar, se hará una pequeña introducción histórica. Luego se presentarán algunos

Tabla 3.2 – Coeficiente térmico del cobre para diferentes agencias e instituciones. Tomado de la referencia [7]

Institución	α con $T_0 = 0^\circ C$	α con $T_0 = 20^\circ C$
Laboratoire Central d'Électricité	0.00400	0.00370
American Institute of Electrical Engineers	0.00420	0.00387
Verband Deutscher Elektrotechniker	0.00426	0.00392
(British) Institution of Electrical Engineers	0.00428	0.00394

tipos de sensores de temperatura y finalmente se abordará algunas características del sensor de tipo *Resistance Temperature Detector (RTD)*.

3.3.1 Historia

Aunque el fenómeno de expansión del aire y del agua con la temperatura ya había sido descrito en Grecia, por Empedocles de Agrigentum, en el año 460 a.C, y luego usado en el período Helénico, la invención del primer termómetro es atribuida a Galileo, cerca del año 1592 [5]. Consistía en un contenedor abierto lleno de alcohol colorido. Adicionalmente un tubo de vidrio, largo y delgado, con una esfera hueca en el lado superior del tubo, era parcialmente sumergido. Cuando la temperatura aumentaba, el aire contenido en la esfera se expandía y hacia el alcohol en el tubo bajara su nivel. Por el contrario, cuando la temperatura decrecía el aire en la esfera era contraído y el alcohol subía por el tubo. De esta manera era posible percibir variaciones de temperatura alrededor de la esfera mediante la variación de la altura del alcohol colorido dentro del tubo.

En los años posteriores a Galileo, muchos otros termómetros fueron inventados. Sin embargo, cada dispositivo tenía una escala única y no reconocida universalmente. Fue en 1700 cuando el holandés Gabriel Fahrenheit consiguió construir un termómetro con medidas repetibles y precisas. Esta vez el material utilizado fue el mercurio.

Para la construcción de la escala Farenheit definió dos puntos. El punto de menor temperatura ($0^\circ F$) fue definido con la ayuda de una mezcla de hielo y sal. El punto máximo de la escala fue definido con la temperatura de la sangre humana. Este punto fue definido como $96^\circ F$. La razón por la cual Farenheit usó 96 y no 100 en su escala fue por una razón histórica. Las escalas de temperatura anteriores a Farenheit eran divididas en 12 partes. Entonces, Farenheit, con el fin de ganar mayor resolución dividió la escala primero en 24, luego en 48 y finalmente uso 96.

Después de Farenheit, al rededor del año 1742, Anders Celsius propuso la definición de dos puntos diferentes que utilizaban la transición de estado del agua. El punto mínimo fue definido como la temperatura en la que el agua en estado sólido (hielo) pasa para estado líquido. A este punto se le llama $0^\circ C$. El punto máximo de la escala es definido cuando

el agua líquida se evapora. A este punto se le llama $100^{\circ}C$. Esta escala fue originalmente llamada escala centígrada, pero en 1948 el nombre fue oficialmente cambiado para escala Celsius.

La tercera escala que aparece en la historia fue al principio del siglo XIX. El físico irlandés, Lord Kelvin (William Thomson), desarrolló una escala de temperatura universal que utiliza el coeficiente de expansión de los gases ideales. Esta escala introduce el concepto de cero absoluto y es, actualmente, el estándar en la termometría.

3.3.2 Tipos de sensores de temperatura

Para poner en contexto los sensores de tipo *RTD*, se presentan otras técnicas distintas para medir temperatura. En esta sección se hará una breve descripción y comparación entre los *RTD* y otras tecnologías como: Sensores de termopar (termocuplas), termistor y sensores de silicio.

3.3.2.1 Sensores de termopar

En 1821 Thomas Seebeck descubre que dos metales diferentes puestos en contacto en sus dos extremos y posteriormente uno de estos extremos es calentado, una corriente es establecida (Figura 3.4 a). Adicionalmente, si los metales son puestos en contacto por solo un extremo, se establece una tensión proporcional a la temperatura entre los metales (Figura 3.4 b).

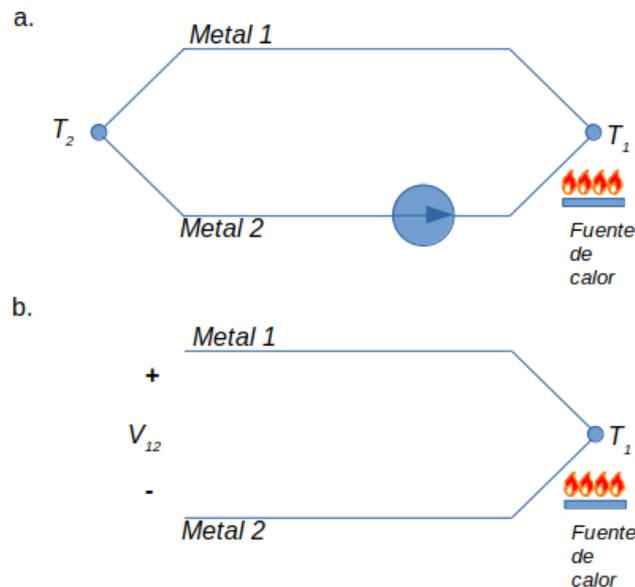


Figura 3.4 – Principio de funcionamiento del sensor de termopar. a. Circuito cerrado. b. Circuito abierto

Para medir la tensión entre los dos terminales es necesario conectar los dos metales a un voltímetro. Esta conexión crea otras juntas que pueden corromper la medida de la junta T_1 que se desea medir. En la referencia [5] muestran varios métodos que incluyen algunas compensaciones de hardware y software para eliminar la medida de la tensión generada por la segunda junta.

Otro problema que surge es la no linealidad de la relación entre la tensión y la temperatura. La junta de Cromo y Aluminio es llamada de tipo K y presenta una relación aproximadamente lineal entre $0^{\circ}C$ y $1000^{\circ}C$. Para corregir este problema, algunas tablas necesitan ser almacenadas, creando así la necesidad de circuitos de almacenamiento y procesamiento de señales más complejos.

Entonces, además de la no linealidad, la necesidad de una referencia o métodos para eliminar las medidas de la tensión generada por la conexión con un multímetro y el bajo valor de la tensión generada, estos sensores presentan una baja sensibilidad. Por otro lado, los termopares son una solución simple, robusta, barata y con un gran rango de funcionamiento.

3.3.2.2 Termistor

Los termistores son resistencias, generalmente construidas con semiconductores, cuyo valor cambia con la temperatura. El coeficiente de temperatura es negativo, lo que significa

que su resistencia disminuye cuando la temperatura aumenta. Dentro de los tipos de sensores que se tratan en este trabajo, el termistor posee la mayor sensibilidad. Luego es posible observar grandes cambios de resistencia para pocos grados de temperatura ([5]). Entonces estos dispositivos nos permiten detectar pequeños cambios de temperatura que con otras opciones no podría ser posible.

Otra ventaja de este tipo de sensores es el poco efecto que las resistencias de las conexiones tienen sobre la medida final, debido a la alta resistencia que el dispositivo posee. Valores de $5k\Omega$ a $25^{\circ}C$ pueden ser esperados con un coeficiente térmico de $4\%/^{\circ}C$.

A pesar de las ventajas mencionadas en los párrafos anteriores, los termistores tienen algunas desventajas. Para comenzar son altamente no lineales y dependen de calibraciones y caracterizaciones extras. Esto acarrea la necesidad de memorias para contener tablas que permitan traducir los cambios de resistencia en cambios de temperatura. Adicionalmente los rangos de temperatura son de unos cientos de grados Celsius y la exposición a altas temperaturas y corrientes puede causar una medida fuera de las especificaciones inicialmente concedidas. Estos daños pueden ser incluso permanentes.

3.3.2.3 Sensores integrados de silicio

Gracias a las propiedades físicas del silicio, los sensores de temperatura pueden ser fabricados dentro de circuitos integrados. Debido a la escala de fabricación y a la gran demanda de circuitos integrados, los costos de producción y venta son reducidos. Adicionalmente, se hace posible la implementación de soluciones más completas, dentro de un mismo dispositivo, que incorporen sensores de temperatura y otros sistemas complementares como: procesamiento y transmisión de información.

Generalmente son utilizados bipolares o diodos para generar tensiones que dependen de la temperatura. El coeficiente de tensión de una juntura PN, con corriente estable, es de $-2mV/^{\circ}C$. Por otro lado, se puede usar la diferencia entre dos tensiones de dos juntas diferentes que poseen densidad de corriente diferente. Esta relación, a diferencia de una sola juntura, es positiva y generalmente se conoce como PTAT (*Proportional To Absolute Temperature*).

Entonces, estos circuitos tienen la ventaja de ser extremadamente lineales, pues el coeficiente de tensión, depende de constantes físicas. Adicionalmente la alta escala de producción de la electrónica moderna hace que el precio de cada componente disminuya. También la posibilidad de integrarlo con circuitos auxiliares disminuye la necesidad del usuario final de adquirir y diseñar otros componentes.

Las principales desventajas radican en los límites de operación de los circuitos integrados, los cuales, generalmente, son fabricados para temperaturas de $-55^{\circ}C$ hasta $150^{\circ}C$. Para

terminar, otra desventaja que el circuito posee es un tiempo de reacción mayor a las otras opciones descritas en esta sección, pudiendo llegar a necesitar tiempos de hasta 60s para obtener la medida [31].

3.3.2.4 *RTD*

En 1821 Sir Humphrey Davy anuncia que la resistividad de los metales tenía una marcada variación con la temperatura. En 1871, cincuenta años después, Sir William Siemens propuso el platino en la construcción de un termómetro. Posteriormente, en 1932, C.H Meyers construye un RTD de platino valiéndose de una estructura en forma de cruz alargada, construida con mica, en donde se enrolla un metal de platino en forma de bobina helicoidal tal y como se ve en la figura 3.5. Luego esta estructura fue encapsulada en un tubo de vidrio.

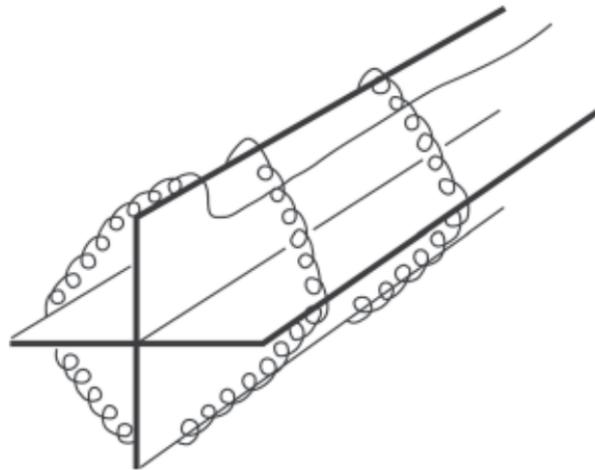


Figura 3.5 – RTD de Meyer. Tomado de la referencia [5]

Actualmente una solución popular son los *RTD* de película fina (*Thin Film*). Estos son generalmente fabricados con platino y pueden ser ajustados con cortes con láser y su tamaño es menor en relación a otros tipos de *RTD*. También, debido a sus dimensiones, responden más rápidamente a cambios de temperatura en el ambiente. Para complementar, otra de las ventajas ofrecidas por este tipo de solución radica en la ausencia de bobinas y filamentos de metal apoyados sobre estructuras, como en el caso del *RTD* de Meyer. Esto facilita la incorporación de estos sensores en aplicaciones industriales, que suelen tener vibraciones. La Figura 3.6 muestra un esquema del fabricante PR Electronics. Es posible notar que la solución se asemeja más a la solución propuesta en este trabajo.

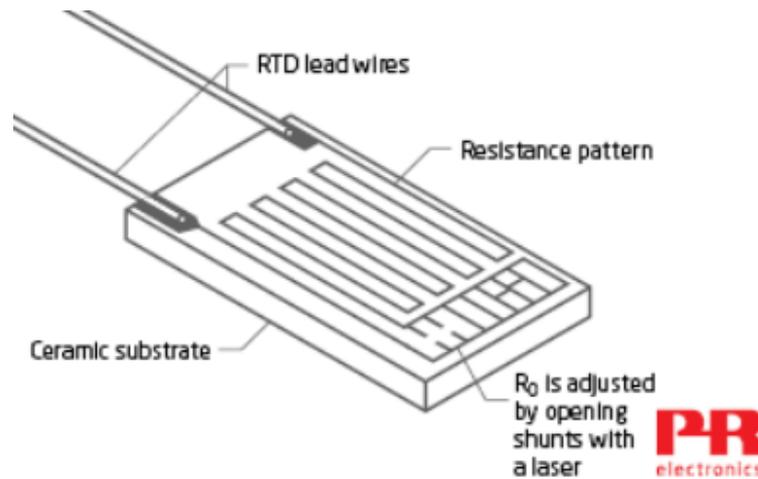


Figura 3.6 – RTD de película fina del fabricante PR Electronics.

Como fue mencionado, el platino es el metal más popular para la fabricación de *RTD*. Posee una resistividad de $9.81 \times 10^{-8} \Omega m$ (alrededor de 6.4 veces mayor que la del cobre), reduciendo la necesidad de material. Es el material a escoger para aplicaciones donde la precisión y la repetibilidad son requeridas. Es un material poco susceptible a contaminaciones del ambiente y corrosión.

Un segundo material común es el níquel. Este material soporta el ambiente y la corrosión. Sin embargo, tiene problemas de linealidad. Tiene una resistividad intermedia entre el cobre y el platino de $5.9 \times 10^{-8} \Omega m$ y posee el mayor coeficiente térmico de los tres metales ($0.00672 [^{\circ}C]^{-1}$).

El tercer metal más utilizado es el cobre. Este posee una resistividad baja comparado con los otros dos metales, lo cual hace que sea necesario más material para la misma resistencia. Adicionalmente, el cobre tiende a la oxidación cuando la temperatura aumenta, por lo que se recomienda un uso por debajo de los $200^{\circ}C$. Por otro lado, el cobre es un material barato y ampliamente utilizado en la fabricación de circuitos impresos (*PCB*).

La tabla 3.3 muestra la comparación de los coeficientes de temperatura y la resistividad de los tres metales tratados. Adicionalmente la Figura 3.7 muestra la variación de la resistencia relativa a la resistencia a $0^{\circ}C$ con respecto a la temperatura, para los tres materiales [6].

Tabla 3.3 – Tabla de resistividad y coeficiente de temperatura del cobre, platino y níquel a $0^{\circ}C$

Metal	Coficiente de Temperatura	Resistividad
Cobre	$0.00420 [^{\circ}C]^{-1}$	$1.54 \times 10^{-8} \Omega m$
Platino	$0.00385 [^{\circ}C]^{-1}$	$9.81 \times 10^{-8} \Omega m$
Níquel	$0.00672 [^{\circ}C]^{-1}$	$5.91 \times 10^{-8} \Omega m$

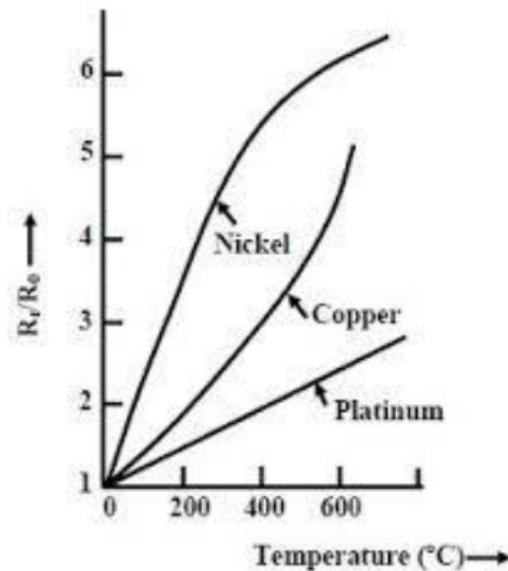


Figura 3.7 – Resistencia del Cobre, Níquel y Platino vs temperatura. Extraída de la referencia [6].

En [31] se llama la atención para las principales fuentes de errores de los sensores *RTD*. En primer lugar, se encuentra el estrés mecánico. Cambios en la temperatura inducen cambios en las dimensiones de los metales. Esto crea fuerzas sobre los cables o películas que pueden generar un cambio en la medida. También se menciona el autocalentamiento como fuente de error. Los *RTD* se valen de fuentes de corriente que generan una disipación sobre el material, calentándolo y aumentando la resistencia.

En definitiva, los *RTD* son dispositivos muy estables y precisos comparados con las otras tecnologías mencionadas. Son relativamente lineales en pequeños rangos de temperatura.

El dispositivo presentado en este trabajo es, además de un sensor de humedad capacitivo, un sensor *RTD* de cobre, utilizando la técnica expuesta en los próximos capítulos. Este será evaluado entre 10°C y 50°C .

4 Propuesta: Nuevo sensor construido sobre tecnología *PCB*

EN esta sección se presenta una aplicación de un sensor capacitivo de *fringing field* reconfigurable, fabricado sobre tecnología de fabricación de *PCB* (Presentado en [32]), para medir temperatura y humedad, permitiendo la corrección de la medida de capacitancia en función de la temperatura.

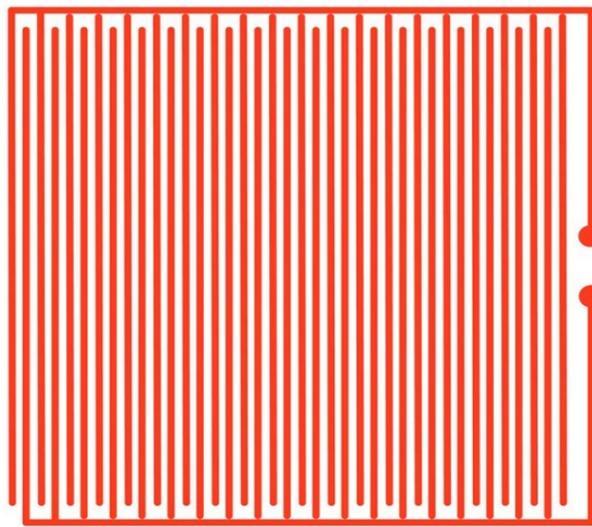


Figura 4.1 – Sensor de *fringing field* convencional. Estructura interdigitada.

En la Figura 4.1 se presentó el layout de un capacitor de *fringing field* convencional fabricado sobre una *PCB*. En un layout con n dedos interdigitados, tenemos $n/2$ dedos conectados a cada uno de los electrodos de donde la medida de la capacitancia es obtenida. El nuevo layout propuesto en [32] consta de dos electrodos formados por dos caminos paralelos de cobre en forma de serpentina, como es ilustrado en la Figura 4.2.

Para poder aislar los electrodos de la humedad del medio y evitar cortos circuitos entre los terminales, una capa de mascara de soldadura convencional es aplicada sobre ambos lados de la *PCB*.

Usando esta nueva configuración, es posible obtener una medida de capacitancia o de resistencia, dependiendo de los puntos de contacto sobre la *PCB*. Si los dos puntos de contacto pertenecen a electrodos diferentes, como se muestra en la Figura 4.3, se obtiene un sensor capacitivo de humedad. Por el contrario, si los dos puntos de contacto pertenecen al mismo electrodo, como ilustra la Figura 4.4, se obtiene una resistencia compuesta por un largo camino de cobre. Luego, debido a la dependencia de la resistencia eléctrica de

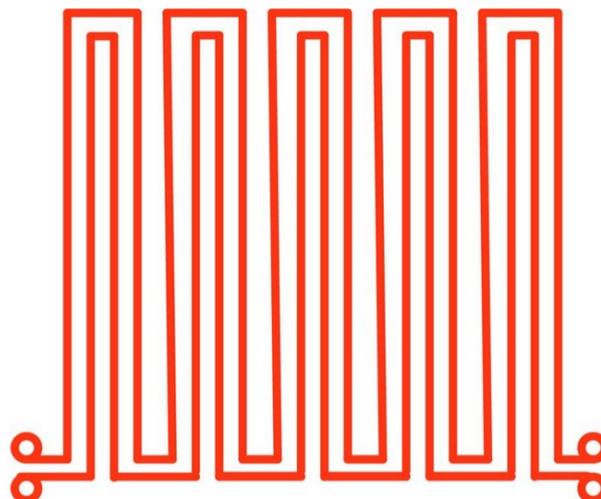


Figura 4.2 – Nuevo sensor de *fringing field* sobre tecnología de *PCB*. Estructura en serpiente.

un segmento de cobre con la temperatura, el sensor puede ser usado como un RTD [33] [34] [35].

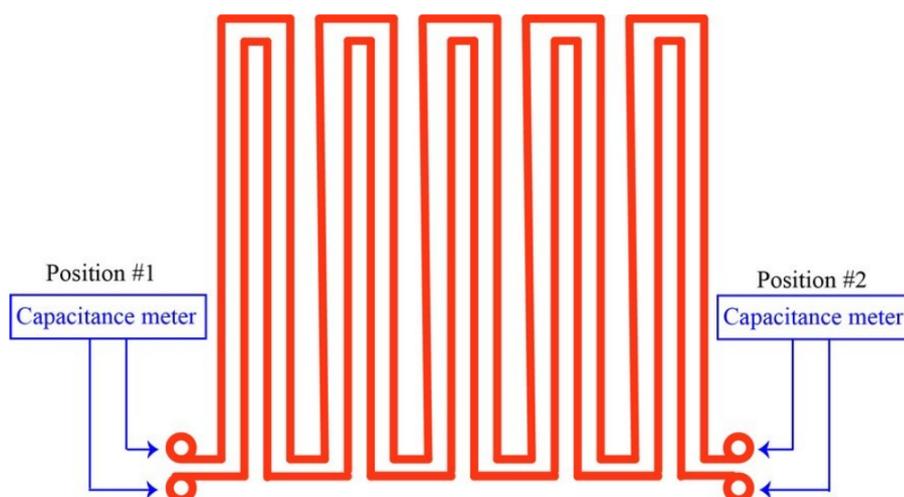


Figura 4.3 – Medición de capacitancia con el nuevo sensor.

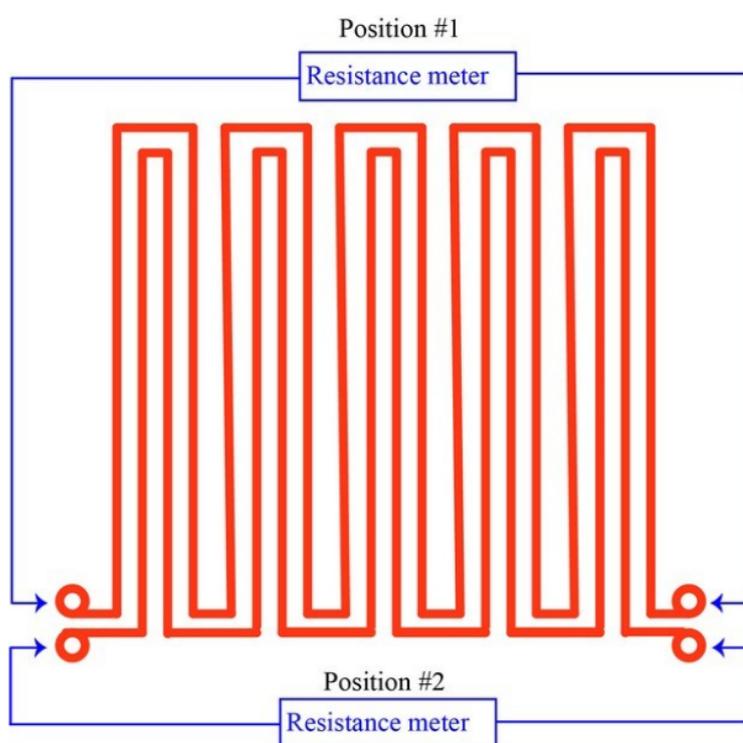


Figura 4.4 – Medición de resistencia con el nuevo sensor.

5 Materiales y métodos

FUE fabricado el sensor descrito en el capítulo 4 usando una *PCB* de FR-4 con un espesor de 1.6 mm y unas dimensiones de $96\text{ mm} \times 94\text{ mm}$. Una fotografía del sensor es mostrada en la figura 5.1.



Figura 5.1 – Fotografía del sensor fabricado.

5.1 Medición de temperatura usando segmentos de cobre

Los materiales más usados para la fabricación de sensores de temperatura RTD son: el platino, el níquel y el cobre. Este último posee el coeficiente térmico intermedio entre los tres materiales y, adicionalmente, para el rango de temperatura comercial, tiene una buena linealidad. Tal y como se muestra en la Figura 3.3.

La resistencia y la resistividad de un segmento de cobre con longitud l y área transversal A está dada por la ecuación:

$$R = \rho \frac{l}{A} \quad (5.1)$$

La resistencia de un segmento de cobre en función de la temperatura $R(T)$ (ecuación 5.2) puede ser obtenida substituyendo la ecuación 5.1 en la ecuación 3.6.

$$R(T) = R_0[1 + \alpha(T - T_0)] \quad (5.2)$$

donde R_0 es el valor de la resistencia cuando $T = T_0$ y $\alpha \approx 0.0042 \Omega/^\circ C$.

Usando la ecuación 5.2 podemos calcular la variación de $R(T)$ con la temperatura como:

$$\frac{dR(T)}{dT} = \alpha R_0 \quad (5.3)$$

La medida hecha sobre el sensor fabricado mostró una resistencia de 7.913Ω para una temperatura $T_0 = 25^\circ C$. Luego la variación de la resistencia con respecto a la temperatura es de:

$$\frac{dR(T)}{dT} = 0.0332 \Omega/^\circ C \quad (5.4)$$

Si es utilizada una corriente de $I_0 = 10 \text{ mA}$ a través de la resistencia $R(T)$ del segmento de cobre, la variación de la tensión ΔV cuando la temperatura varía $1^\circ C$ es de apenas $\Delta V \approx 332 \mu V$.

De esta manera se hace necesaria la implementación de un circuito amplificador convencional para medir la temperatura a través de la resistencia del segmento de cobre, impreso sobre la *PCB*. Un diagrama de bloques básico del circuito [32] es mostrado en la Figura 5.2. El circuito implementado es presentado en la Figura 5.3.

Una fuente de corriente $I_0 = 10 \text{ mA}$ fue conectada al sensor. La tensión sobre R_T es enviada para las terminales de un amplificador de instrumentación INA125, para el cual se ajusta una ganancia de tensión en tensión de $G_V = 30, 12 \text{ V/V}$, de modo que su salida en tensión tenga una derivada con respecto a la temperatura de $\Delta V_{OUT}/dT \approx 10 \text{ mV}/^\circ C$.

Cuando la temperatura es $T = 0^\circ C$ la resistencia del cobre es diferente de $R = 0^\circ C$. Luego, aparece en la salida del amplificador diferencial un offset. Para su corrección se alimenta el pin de referencia del INA125 con una tensión negativa. Esta tensión es generada por un amplificador (op-amp) inversor A_0 implementado con un OPA192.

La fuente de corriente I_0 es implementada utilizando un segundo op-amp OPA192, A_2 , una referencia de tensión LM285-1.2, un resistor R_2 y un transistor bipolar PNP, Q_1 . La realimentación negativa en torno de A_2 y su alta ganancia hace que la diferencia de tensión entre los terminales sea despreciable. Luego, es conveniente decir que la tensión en la entrada del terminal no inversor aparece en el terminal inversor y, por lo tanto, la

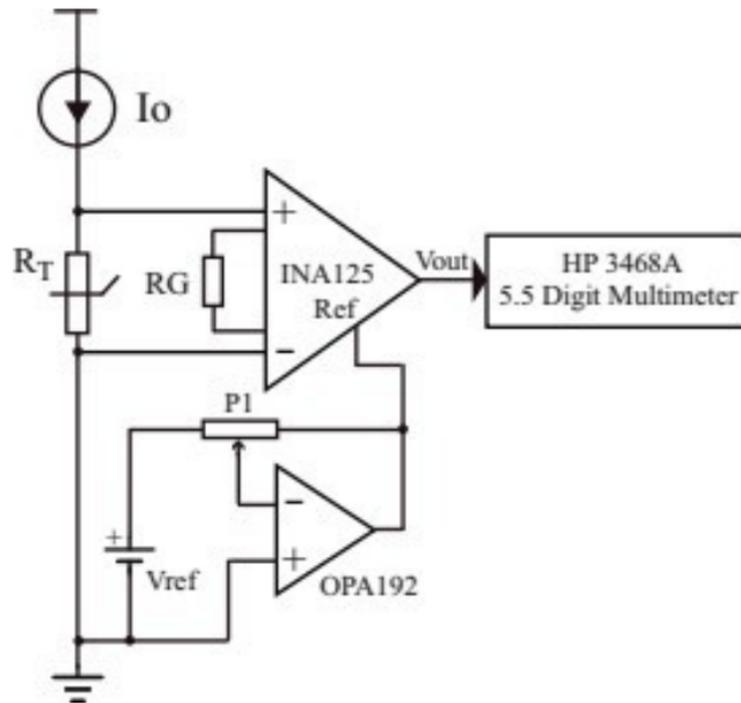


Figura 5.2 – Diagrama de bloques básico del circuito de adecuación para la medición de $R(T)$.

resistencia R_2 tiene una caída de potencial de 1.2 V dado por la referencia LM128-1.2. Ahora se puede calcular la corriente I_0 como:

$$I_0 = \frac{1.2\text{ V}}{R_2} \quad (5.5)$$

La corriente I_0 entra por el emisor de Q_1 . Si la ganancia del transistor β es alta, es posible omitir la corriente de base y por lo tanto se puede aproximar la corriente del emisor a la corriente del colector. Entonces, la corriente que sale del colector polariza el camino de cobre de uno de los electrodos del sensor. Si el resistor es $R_2 = 1.2\text{ k}\Omega$ el valor nominal de la corriente es $I_0 = 10\text{ mA}$.

La tensión sobre el resistor de cobre, formado por los caminos de la *PCB*, es amplificada por el amplificador de instrumentación INA125 (componente de Texas Instruments, EUA) con una ganancia dada por:

$$G_V = 4 + \frac{60\text{ k}\Omega}{R_G} \quad (5.6)$$

El valor de R_G , compuesta por el paralelo entre R_3 y P_2 , es ajustado para forzar a la tensión de salida de A_1 a tener un comportamiento térmico bien definido. Es decir, cuya variación con respecto a la temperatura, sea ajustada a $dV_{OUT}/dT = 10\text{ mV}/^\circ\text{C}$. De esta

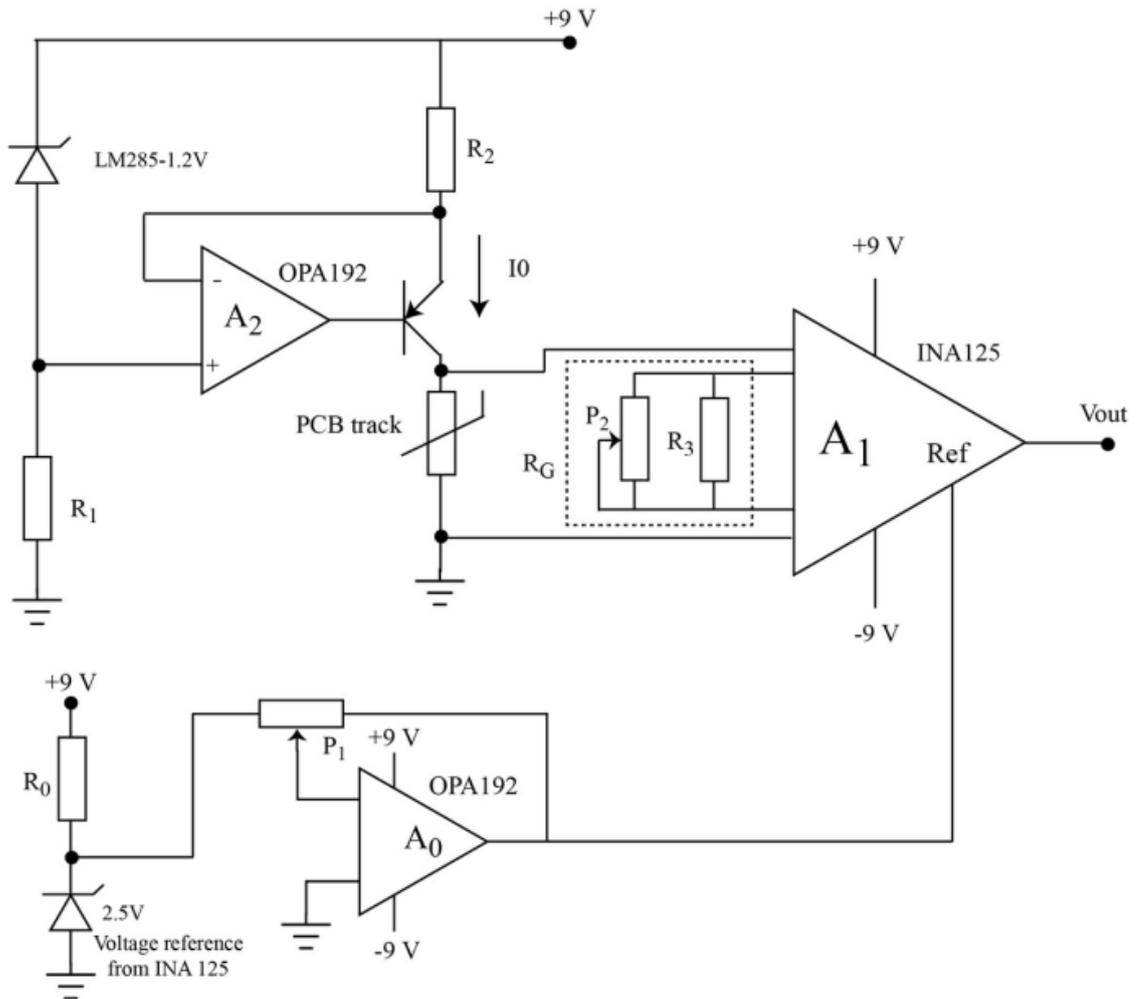


Figura 5.3 – Circuito de adecuación para la medición de $R(T)$.

forma la temperatura, en función de la tensión de salida, está dada por la ecuación 5.7.

$$T [V_{out}] = 100 \times V_{out} \quad (5.7)$$

Donde la temperatura está dada en $^{\circ}C$ y la tensión en V .

La calibración del circuito fue realizada usando una cámara térmica en donde se varió la temperatura en el rango de $9^{\circ}C$ a $50^{\circ}C$. Un sensor de temperatura LM135 de *Texas Instrument* fue usado para medir la temperatura en la *PCB*. El gráfico de los valores de V_{OUT} en función de la temperatura, medidos con el sensor LM135 son presentados en la Figura 5.4.

5.2 Medidas de capacitancia

Se implementó un oscilador de relajamiento para medir la capacitancia del sensor de *fringing field* construido sobre la *PCB*, como se muestra en la Figura 5.5.

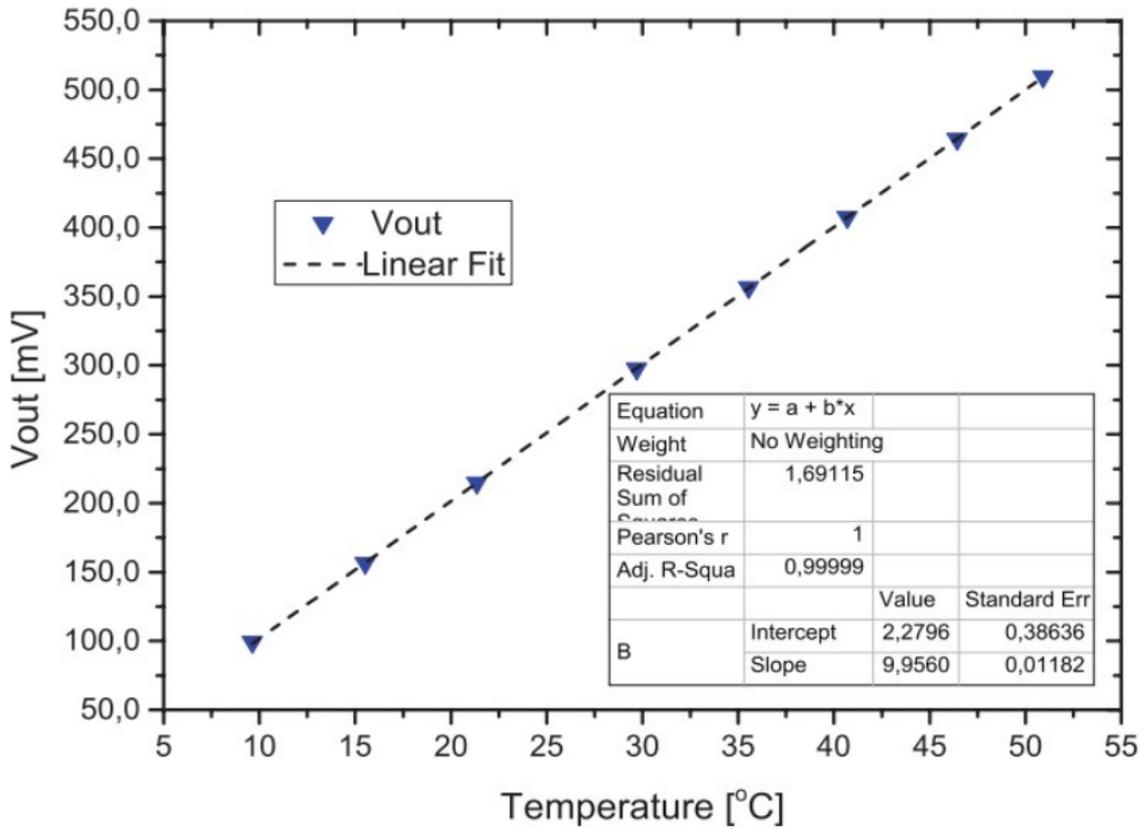


Figura 5.4 – Medida de V_{OUT} en función de la temperatura T .

A partir de las medidas presentadas para el sensor capacitivo de *fringing field*, construido sobre *PCB*, presentado en la referencia [32], se espera una capacitancia aproximada de 400 pF .

Un comparador rail-to-rail, de $T_{delay} = 4.5 \text{ ns}$, de Texas Instruments, de referencia TLV3501 es utilizado para construir un circuito a estable. Las resistencias R_3 y R_4 , de $100 \text{ k}\Omega$ cada una, crean una tensión de referencia de $V_{dd}/2$. El amplificador operacional OPA192 sirve como buffer de la tensión de referencia. Como la salida del TLV3501 puede ser ground o V_{dd} , la tensión de comparación oscila entre $V_{dd}/4$ y $3V_{dd}/4$ debido a que R_1 y R_2 son iguales y de valor $100 \text{ k}\Omega$. A su vez $R_0 = 102 \text{ k}\Omega$ se encarga de cargar y descargar el capacitor del sensor a una frecuencia de $F_{osc} = 22 \text{ kHz}$, o un periodo de $T_{OSC} = 45 \text{ }\mu\text{s}$. Esta frecuencia se escoge intencionalmente para que el tiempo de atraso del comparador sea despreciable.

La Figura 5.6 muestra la forma de onda de carga y descarga del circuito con un capacitor de prueba de $C_{tst} = 10 \text{ nF}$. Se puede comprobar que la amplitud de la señal sobre el capacitor es de $V_{pk2pk} = V_{dd}/2$.

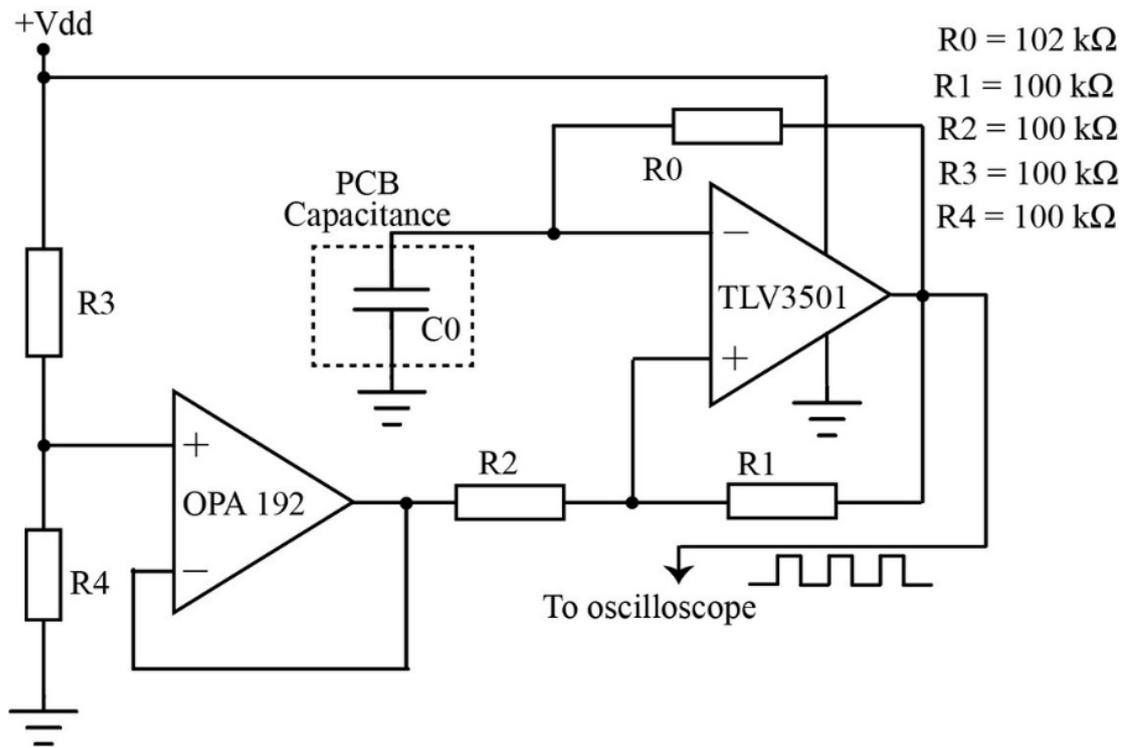


Figura 5.5 – Circuito de adecuación para la medición de la capacitancia del sensor. Oscilador de relajación.



Figura 5.6 – Formas de onda del oscilador.

La frecuencia del oscilador de relajación de la Figura 5.5 está dada por:

$$f_{osc} = \frac{1}{2R_0C_0 \ln(3)} \quad (5.8)$$

Por lo tanto, la capacitancia, como función de la frecuencia de operación, está dada por:

$$C_0 = \frac{1}{2R_0f_{osc} \ln(3)} \quad (5.9)$$

Para probar el concepto se conectaron al oscilador 5 capacitores comerciales, que fueron previamente medidos usando un Genrad 1659RLC Digibridge. Los capacitores tenían valores entre 275.5 pF y 878.4 pF . Seguidamente, los capacitores de prueba fueron conectados al circuito y la frecuencia de oscilación fue medida. Finalmente, usando la ecuación 5.9 la capacitancia fue calculada nuevamente.

La Figura 5.7 muestra una comparación de las capacitancias medidas por los dos métodos. El eje X representa el valor medido con el RLC. El eje Y representa la capacitancia medida con el oscilador de relajamiento. El parámetro $R^2 = 0.99996$ muestra la alta concordancia entre los dos métodos de medida y valida el oscilador como un buen candidato para medir capacitancias.

Para humedecer el sensor fueron recortados tres cuadrados de papel absorbente de 3.0 cm de lado. Posteriormente, los pedazos de papel fueron colocados en una balanza y humedecidos con 0.13 g de agua cada uno.

El sensor de PCB fue colocado en una cámara térmica y la frecuencia de salida del oscilador fue medida con un osciloscopio. Los papeles fueron adicionados uno a uno a la superficie de la PCB . Fue verificado con atención que los pedazos de papel húmedos, encima de la superficie del sensor, no estuvieran sobrepuestos y que estuvieran dentro del área del capacitor.

La Figura 5.8 muestra una fotografía en donde los 3 pedazos de papel reposan sobre el sensor. Las mediciones de frecuencia fueron hechas con 1, 2 y 3 papeles y a temperaturas de 20 ° y 30 °C. La temperatura del sensor fue corroborada con el LM135.

Los resultados de este experimento serán presentados en la siguiente sección en donde se muestra la variación de la capacitancia en función de la cantidad de agua en contacto con el sensor. El procedimiento es repetido para dos temperaturas diferentes.

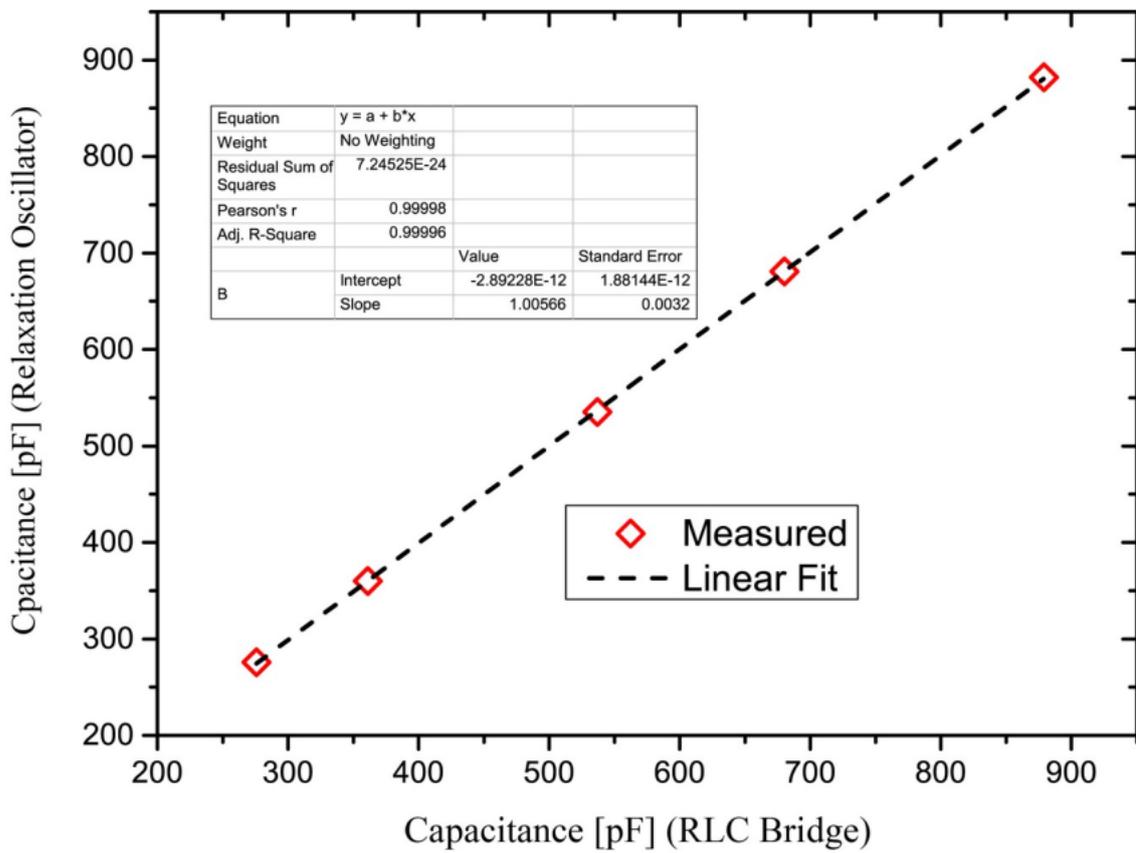


Figura 5.7 – Comparación entre capacitores medidos usando el puente Genrad 1659 Digibridge y el oscilador de relajación.

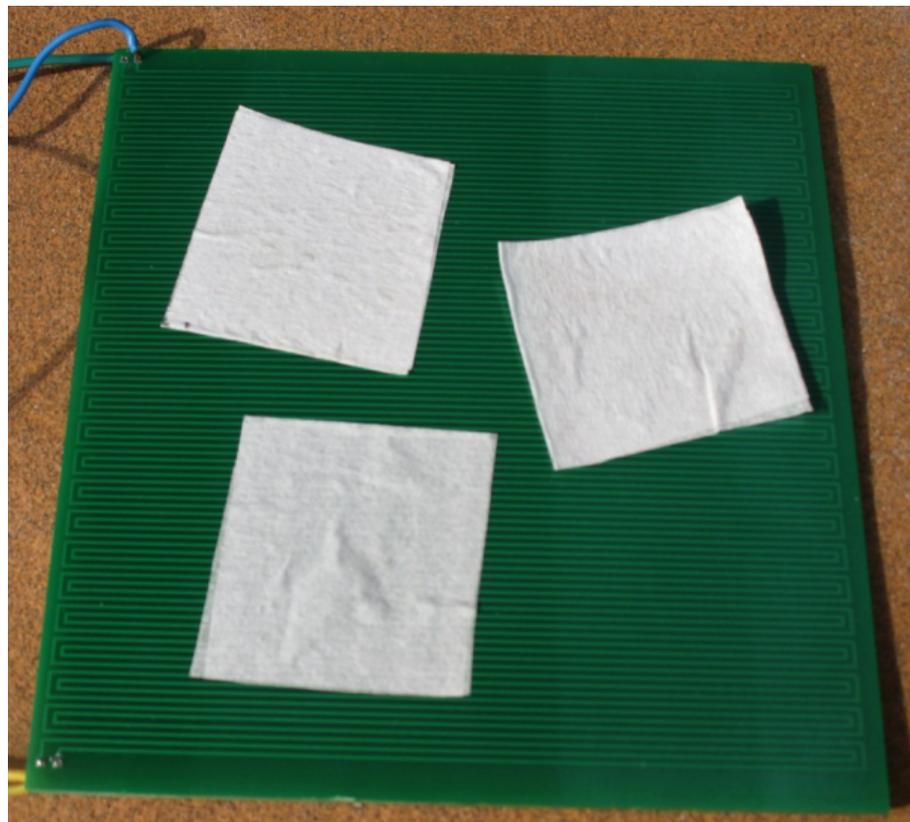


Figura 5.8 – Sensor (PCB) con los rectángulos de papel humedecidos.

6 Resultados

LA Figura 6.1 muestra la tensión de salida del sensor de temperatura (eje Y), en comparación con la temperatura medida con el LM135 (eje X).

Posteriormente se calcula el error entre la temperatura dada por el LM135 y la temperatura indicada por la línea punteada en la Figura 6.1 (regresión lineal). Este cálculo se hace asumiendo la pendiente $\Delta V_{OUT}/dT = 10 \text{ mV}/^\circ\text{C}$. Se observa que el error E , mostrado en la tabla 6.1, entre los valores medidos por el LM135 y el valor de tensión del circuito, convertida en temperatura utilizando la ecuación 5.7, es $E \leq 0.14 \text{ }^\circ\text{C}$.

Es importante notar que un ligero ajuste en el offset del amplificador, en el sentido decreciente, llevaría a una mayor concordancia entre los datos obtenidos con el LM135 y el sensor desarrollado en este trabajo.

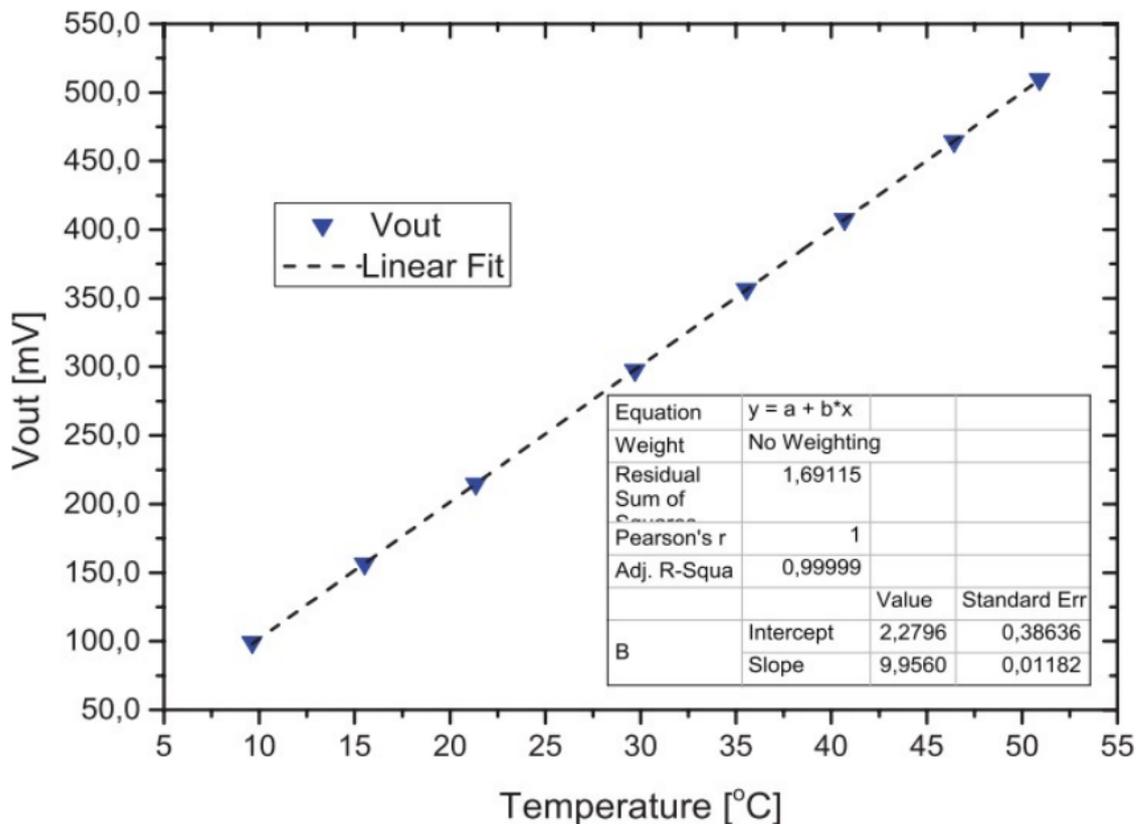


Figura 6.1 – Comparación entre las medidas de temperatura utilizando el sensor y el LM135.

La Figura 6.2 presenta los gráficos de la capacitancia medida en función de la masa del agua que cubre la superficie de la PCB y que está contenida en los recuadros de papel humedecido. Estas medidas fueron realizadas para $T = 20 \text{ }^\circ\text{C}$ y $T = 30 \text{ }^\circ\text{C}$.

Tabla 6.1 – Medidas de Temperatura

Temperatura		
LM135	PCB Sensor	Error
20 °C	20.14 °C	0.14 °C
25 °C	25.12 °C	0.12 °C
30 °C	30.09 °C	0.09 °C

Como era esperado, la dependencia de la capacitancia en función de la temperatura es observada. Para la misma cantidad de agua, una mayor temperatura, se traduce en una mayor capacitancia, tal y como fue descrito en la referencia [13].

Como podemos notar en la Figura 6.2, ambas curvas tienen aproximadamente la misma pendiente. Por esta razón, se puede concluir que en este pequeño rango de temperaturas la capacitancia varía linealmente con respecto a la masa de agua y a la temperatura.

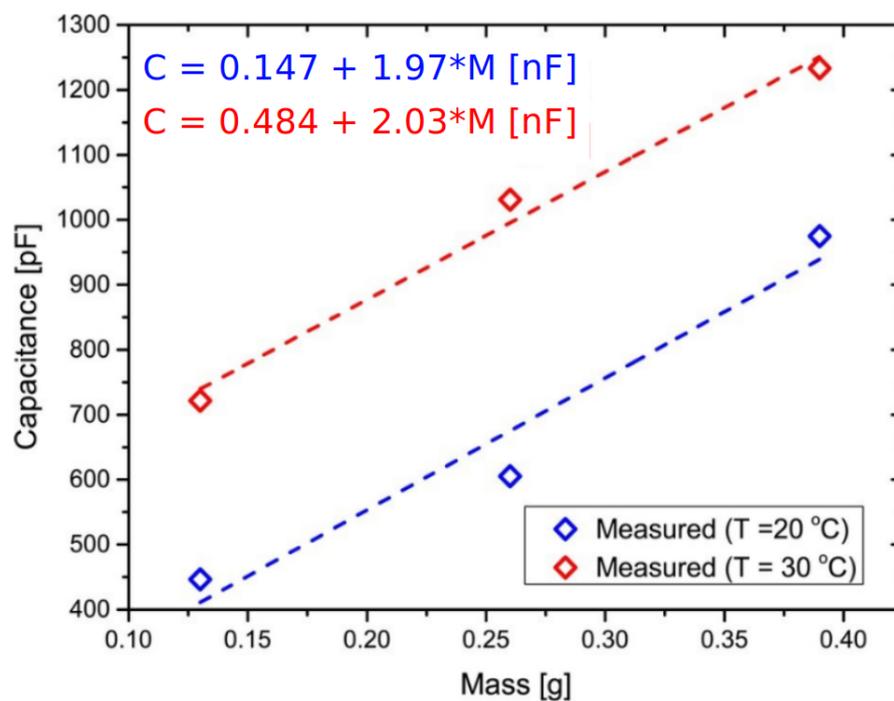


Figura 6.2 – Medida de capacitancia en función de la masa para una temperatura de 30 °C y 20 °C.

Por lo tanto, es posible calcular ecuaciones de compensación, mediante una regresión lineal, para relacionar la capacitancia y la masa del sensor para las dos temperaturas.

$$C = 0.147 + 1.97 M \text{ [nF]} \quad (6.1)$$

$$C = 0.484 + 2.03 M \text{ [nF]} \quad (6.2)$$

Donde la variable M representa la masa de agua, en gramos, y C es la capacitancia del sensor, en nF . En la ecuación 6.1 y la ecuación 6.2 las inclinaciones de la capacitancia respecto a la masa, son muy parecidas. Luego, se puede obtener un conjunto de ecuaciones que representan todas las líneas rectas, paralelas entre sí, de capacitancia versus Masa de agua. Por este motivo se expresa la ecuación $C(M)$ utilizando un parámetro k que depende de la temperatura.

$$C = k + 2 M [nF] \quad (6.3)$$

En la ecuación 6.3 se usa un valor medio de inclinación de $2 nF/g$ y una capacitancia dada en nF .

El valor de k puede ser descrito como una función lineal de la temperatura. Utilizando los dos puntos ya conocidos, $(k, T)_1 = (0.147 nF, 20 ^\circ C)$ y $(k, T)_2 = (0.484 nF, 30 ^\circ C)$, podemos construir la relación $k(T)$ mostrada en la ecuación 6.4.

$$k(T) = -0.527 + 0.0337 T [nF] \quad (6.4)$$

De esta manera se puede relacionar la capacitancia con la temperatura y la masa medida. Sin embargo, el circuito que fue construido para detectar la capacitancia, tiene como variable de salida la frecuencia de oscilación, haciéndose necesario incluir la ecuación 5.9 para ser combinada con las ecuaciones 6.3 y 6.4 y finalmente expresar la masa en función de la frecuencia de oscilación, la resistencia R_0 y la temperatura T (Ecuación 6.5).

$$M = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{R_0 f_{osc} \ln(3)} + 0.527 - 0.0337 T \right] [g] \quad (6.5)$$

En esta sección fue mostrado el método utilizado para obtener las ecuaciones para temperaturas de $T = 20 ^\circ$ y $T = 30 ^\circ$, sin embargo, este método puede ser usado para calibrar y obtener una expresión para cualquier temperatura.

7 Conclusiones

UN sensor reconfigurable, construido utilizando procesos comunes de fabricación de *PCB*, con base en un sensor capacitivo de tipo *fringing field* fue presentado. Un nuevo layout, que consta de dos electrodos largos y paralelos entre sí, en formato de serpiente, para el sensor capacitivo tipo *fringing field*, construido sobre una *PCB*, fue usado como sustituto de la topología clásica interdigitada. En este caso los puntos en donde se conecta los circuitos electrónicos determinan qué tipo de medida será hecha. Si los puntos de contacto son en los extremos de un electrodo, se medirá la resistencia y por lo tanto, la temperatura. Por otro lado, si los puntos de contacto son los dos electrodos, el circuito mide la capacitancia y por lo tanto el contenido de humedad sobre el sensor.

Como la capacitancia de tipo *fringing field*, sobre una *PCB*, depende de la temperatura, la posibilidad de integrar bajo la misma geometría un sensor de temperatura, facilita la calibración de la medición final. De esta manera se atenúa el error de la temperatura en la medida de humedad.

Adicionalmente se demostró que un circuito a estable simple, u oscilador de relajación para ser un poco más específico, puede ser usado para medir la capacitancia del sensor impreso en la *PCB* de tipo *fringing field*. El oscilador fue caracterizado con una buena concordancia entre la capacitancia medida con la implementación presentada y la capacitancia medida con un puente de medición de impedancias RLC comercial. La regresión lineal en el intervalo de capacitancias de $275,5 \text{ pF}$ y $878,4 \text{ pF}$ presentó un $R^2 = 0.9996$.

El sensor fue implementado en una *PCB* de FR-4 convencional y de bajo costo. Esto, junto con la baja complejidad de los circuitos de procesamiento y adecuación, torna la solución presentada atractiva económicamente. Es importante resaltar que un microprocesador de bajo costo podría ser utilizado para convertir la tensión del sensor de temperatura para señal digital, mediante un conversor *Analog to digital (A/D)*, y adicionalmente podría medir la frecuencia de oscilación del sensor de humedad con la ayuda de su oscilador de cristal y un contador.

Finalmente se desarrolló un método de calibración en donde mediante medidas de frecuencia y temperatura se puede obtener la medida de la masa del agua que se encuentra sobre el sensor.

De esta manera se concluye la posibilidad de construir un sensor reconfigurable, capaz de medir temperatura y humedad, con materiales, técnicas y componentes de bajo costo y de fácil acceso.

7.1 Trabajos futuros

Durante la realización de este trabajo se identificó la necesidad de continuar trabajando en algunas líneas de investigación y desarrollo. A continuación, se mencionan algunas ideas que podrán ser realizadas teniendo como base este trabajo:

- Diseño de circuitos integrados para la adecuación, procesamiento y transmisión de los datos recolectados: Durante este trabajo se implementó dos circuitos con el fin de medir los cambios en la humedad y la temperatura del ambiente circundante al dispositivo. El INA125 y el OPA192 fueron usados para tal propósito. Nuestra propuesta es el desarrollo de una solución integrada que implemente los circuitos de adecuación de la señal de las dos medidas. Posteriormente la digitalización y la transmisión de los datos.
- Implementación de la solución en silos de almacenamiento de granos: El presente trabajo mostró la viabilidad de la solución propuesta sin entrar en ninguna solución específica. Entonces se propone la posibilidad de desarrollar un trabajo específico para el uso del sensor en equipos de almacenamiento de granos. Durante su desarrollo será necesario evaluar la geometría ideal, tamaño, transmisión y limitantes de recursos como la energía. Adicionalmente se incentiva el uso del sensor en otras aplicaciones diferentes.
- Uso de la geometría en otros procesos de fabricación: Como fue descrito, el sensor fue desarrollado utilizando tecnología PCB, no obstante, se propone el uso de la geometría en otros procesos de fabricación. Ejemplo de esto puede ser un sensor flexible de humedad y temperatura corporal. El sensor podrá ser usado por el paciente, en forma de adhesivo, y los datos almacenados y descargados al final del examen para un posible análisis. Otra posibilidad es el uso de la geometría en colchones para la medición de temperatura y sudor del usuario.

Anexos

Type of Presentation:

Oral

Topic:

Temperature and Humidity Sensors

Proposal of a Reconfigurable Sensor for Measuring Temperature and Capacitance

P. Carvalhaes-Dias¹, J. Monsalve-Diaz², F. Morais³, A. dos Santos², P. Dias-Lima² and J. A. Siqueira Dias²

¹ Paraná Federal University of Technology, DAELE, Av. Alberto Carazai, 1640, C. Procópio, Brazil

² University of Campinas, DSIF, Av. Albert Einstein, 400 - Campinas, SP, Brazil

³ University Júlio de Mesquita, Faculty of Science and Eng., R. D. Costa Lopes, 780, Tupã, SP, Brazil

Tel.: + 55 19 35214901

E-mail: siqueira@demic.fee.unicamp.br

Summary: We propose the use of a modified fringing field capacitive sensor based on PCB technology to measure both capacitance and temperature. The conventional interdigitated structure of the fingers in a capacitive fringing field sensor based on PCB technology is modified to allow its reconfiguration to measure both capacitance and temperature (using the copper tracks of the PCB as an RTD sensor). A proof-of-concept prototype of the sensor was fabricated and measurements of temperature and capacitance were taken in laboratory. Due to the small copper's temperature variation, a simple signal conditioning circuits were used to measure the temperature in the reconfigurable sensor. The capacitance was measured using a commercial capacitance meter. The measured values of temperature and capacitance show that the proposed sensor can be successfully employed in applications where a low-cost temperature and moisture sensor is required.

Keywords: Reconfigurable sensor, Capacitance measurements, Temperature measurements, PCB technology, Fringing field capacitor.

1. Introduction

Capacitance fringing field sensors based on PCB technology are used for measuring moisture in several applications like cement [1], stored grains [2], soils [3], air [4] and paper pulp [5,6]. The fabrication of a conventional fringing field PCB capacitive sensor consists of using a large number of interdigitated coplanar electrodes, as shown in Fig. 1.

If n copper tracks (called fingers) with thickness h separated by a distance d (between fingers) and with a length l are fabricated on one side of a PCB, the capacitance of the structure is given by:

$$C = \epsilon_r \epsilon_0 \frac{nlh}{d}, \quad (1)$$

where ϵ_0 and ϵ_r are, respectively, the permittivity of free space and the relative permittivity of the dielectric material between two fingers. Although a correction factor may be necessary in (1), with the usual

dimensions used in the sensors ($lh \gg d^2$), this is not necessary.

If a material with a different ϵ_r (for example, water) is placed in contact with the PCB surface that contains the fingers, the value of the capacitance changes. Therefore, if only a part of the PCB surface is in contact with the water, the measured variations in the sensor's capacitance can be correlated with the amount of area covered with water.

In this paper we propose a new configuration for the interdigitated copper tracks structure. With this modification, the sensor can be used to measure both capacitance and temperature. The reconfigurable sensor can be fabricated using standard low-cost standard PCB technology.

2. Proposed Sensor

2.1. Modified PCB structure

Instead of the traditional fingers configuration presented in Fig. 1, the interdigitated pattern was made using two parallel long copper tracks, with a serpentine shape. To avoid short-circuits between the fingers and

to eliminate the possibility of moisture absorption by the FR-4 board, a protection layer with conventional solder mask was applied to the PCB. A simplified diagram of the sensor copper tracks is presented in Fig. 2.

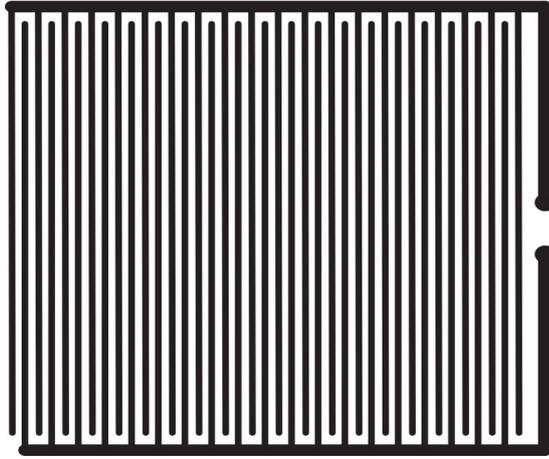


Fig. 1. Layout of a conventional PCB interdigitated capacitor with 40 fingers of copper tracks.

2.2 The reconfigurable sensor

The advantage of using the new configuration is that, besides the conventional capacitance measurement (that can be performed making contacts at the beginning - or end - of the two parallel tracks), if we make contacts at the beginning and at the end of any of the single continuous tracks, we have a resistor composed of a long line of copper. These points of measurement are shown in Fig. 2.

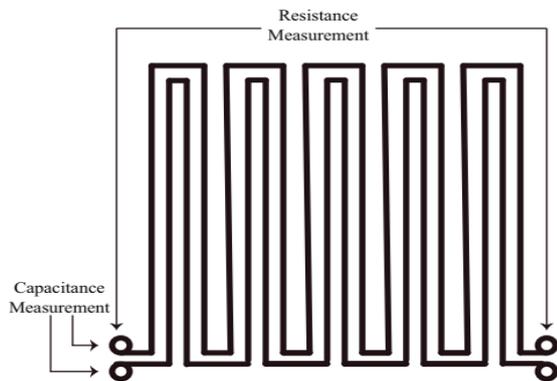


Fig. 2. Simplified layout of the proposed reconfigurable sensor.

Since the copper presents a well-known temperature coefficient (TC), we can use this copper resistor as a resistance temperature detector (RTD) [7,8,9]. Copper presents a low TC, but with excellent linearity. Thus, by measuring the resistance of the copper track, one can obtain a precise temperature measurement.

3. Experimental Results

A simple prototype (a proof of the concept of the reconfigurable sensor) was built using a double sided standard FR-4 PCB, with a thickness of 1.6 mm and copper thickness of 35.6 μ m. The 90 fingers of the interdigitated structure have a length $l = 90$ mm and are separated by a distance $d = 0.5$ mm. The copper tracks were patterned on the top side of the PCB and, to provide shielding from external electric fields, the copper was not removed from the bottom side, forming a ground plane underneath the sensor's electrodes.

3.1 Capacitance Measurement

The novel interdigitated fringing field capacitor was measured using a GenRad 1659 RLC Digibridge, with the sensor inserted inside a recipient that was filled with controlled amounts of water. A photograph of the sensor inserted inside the tank partially filled with water is shown in Fig. 3.

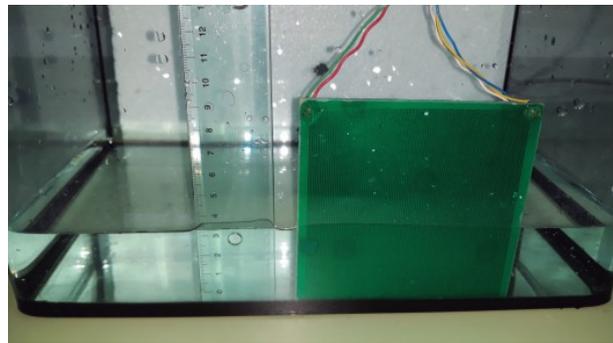


Fig. 3. Measurement set-up used for the capacitance test.

We filled the transparent container with tap water (in several steps) and measured, with a rule attached to the edge of the container, the water level that is covering the sensor. For each water level we measured the capacitance with the GenRad 1659 RLC Digibridge, connecting wires to the capacitance terminals of the sensor. The measured results are presented in Fig. 4.

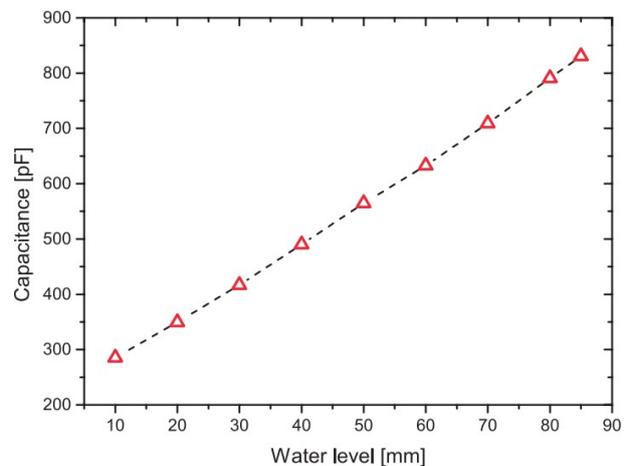


Fig. 4. Measured capacitance as a function of the water level.

3.2 Temperature measurements

Copper has a very small TC, and the resistance of a copper wire can be written as:

$$R(T) = R_0 \left[1 + \alpha (T - T_0) \right] \quad (2)$$

where R_0 is the value of the resistance at a temperature $T = T_0$, and $\alpha \approx 0.00420 \Omega / ^\circ\text{C}$.

From (2) we calculate:

$$\frac{dR(T)}{dT} = \alpha R_0 \quad (3)$$

In our sensor we measured, at $T = 25^\circ\text{C}$, $R_0 = 7.913 \Omega$, so we have $dR(T)/dT \approx 33.2 \text{ m}\Omega / ^\circ\text{C}$. Due to this small TC, with a current $I_0 = 10 \text{ mA}$ flowing through the RTD (R_T), a temperature variation of $\Delta T = T - T_0 = 1^\circ\text{C}$ results in a voltage change of only $\Delta V \approx 332 \mu\text{V}$.

Thus, to make it easier to measure the temperature with this RTD, we developed the simple circuit shown in Fig. 5.

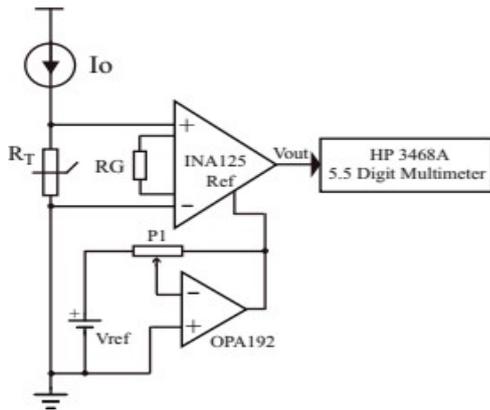


Fig. 5. Simplified schematic diagram of the circuit used to measure the temperature with the developed sensor.

A current source $I_0 = 10 \text{ mA}$ was applied to the sensor. The voltage on R_T is sent to an INA125 instrumentation amplifier, adjusted with a gain $G_V = 30.12$, so that the output of the instrumentation amplifier has a slope $dV_{out}/dT \approx 10 \text{ mV}/^\circ\text{C}$.

Since at $T = 0^\circ\text{C}$ the resistance of the copper track is not zero, there is an off-set at the output of the amplifier at this condition. To cancel for this off-set, we added a negative voltage to the reference input of the instrumentation amplifier.

The sensor was installed inside a thermal environment chamber and a LM135A temperature sensor (from Texas Instruments, Dallas, TX, USA) was placed in contact with the sensor, to read its temperature.

The chamber's temperature was varied in the 9°C to 50°C range, and the values of V_{out} were measured with a HP 3468A digital voltmeter. The measured results of

V_{out} as a function of the temperature (measured with the LM135A) are plotted in Fig. 6.

We notice that the sensor is extremely linear with temperature, since in the linear fit (presented in Fig. 6) we obtained an $R^2 = 0.99999$.

It is also possible to observe that the gain of the instrumentation amplifier was not set precisely to obtain a slope of $10.0 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ (we measured $9.956 \text{ mV}/^\circ\text{C}$) and the off-set of the INA125 was also not precisely adjusted, since the linear fit indicates that at 0°C we will have $V_{out} \approx 2.28 \text{ mV}$ (equivalent to 0.228°C).

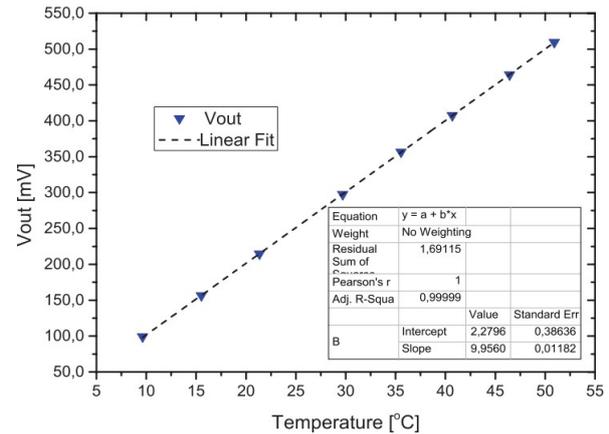


Fig. 6. Measured values of V_{out} as a function of the temperature.

4. Conclusions

A proof-of-concept prototype of the proposed reconfigurable sensor based on standard PCB technology was designed, fabricated and tested in laboratory. The sensor can be used to measure capacitance in applications like soil moisture, air humidity, paper pulp water content. The sensor's copper tracks are used as an RTD and can measure temperature with high precision.

The proposed structure is suitable to design reconfigurable smart-sensors, since the signal processing circuit can be designed and implemented on the bottom side of the PCB. The measured results for the capacitance and temperature were in good agreement with the theoretical models. The proposed sensor can be used in applications where a rigid control of temperature and humidity is required, as for example in grain stored in silos.

References

- [1] M. N. Alam, R. H. Bhuiyan, R. A. Dougal, and M. Ali, Concrete moisture content measurement using interdigitated near-field sensors, *IEEE Sens. J.*, vol. 10, no. 7, pp. 1243–1248, Jul. 2010.
- [2] R. N. Dean, J. D. Craven, E. A. Guertal, and K. A. Varnavas, PCB Sensor for status monitoring of stored

- food stocks, IEEE Sensors Letters, Vol. 3, no. 4, pp. 1–4, 2019.
- [3] E. da Costa, N. de Oliveira, F. Morais et al., A Self-Powered and autonomous fringing field capacitive sensor integrated into a micro sprinkler spinner to measure soil water content, Sensors, Vol. 17, no. 3, p. 575, 2017.
- [4] R. N. Dean, A. K. Rane, M. E. Baginski, J. Richard, Z. Hartzog, and D. J. Elton, A capacitive fringing field sensor design for moisture measurement based on printed circuit board technology, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 61, no. 4, pp. 1105–1112, 2012.
- [5] F. Morais, P. Carvalhaes-Dias, L. Duarte, E. Costa, A. Ferreira, and J. Siqueira Dias, Fringing Field Capacitive Smart Sensor Based on PCB Technology for Measuring Water Content in Paper Pulp, Hindawi Journal of Sensors, Vol 2020, Article ID 3905804.
- [6] K. Sundara-Rajan, L. Bryd II, and A. V. Mamishev, Moisture content estimation in paper pulp using fringing field impedance spectroscopy, IEEE Sens. J., vol. 4, no. 3, pp. 378–383, Jun. 2004.
- [7] R. H. Marsh, Selecting Thermocouples and Platinum Resistance Temperature Detectors, Journal of Control Engineering, Vol. 18, Issue 11, Nov. 1971, pp. 76-77.
- [8] P. Carvalhaes-Dias, I. P. Ferreira, F. J. Oliveira Morais, L. F. Caparroz Duarte and J. A. Siqueira Dias, Analog Linearization of Resistance Temperature Detectors (RTD) Using the Intrinsic Curvature of BandGap Voltage References, 4th International Conference on Sensors Engineering and Electronics Instrumentation Advances (SEIA' 2018), 19-21 September 2018, Amsterdam, The Netherlands.
- [9] P. Carvalhaes-Dias, I. P. Ferreira, L.C. Duarte, Flávio J. O. Morais and J. A. Siqueira Dias, Using the Non-linear Behavior of the Brokaw Bandgap Voltage Reference Cell to Linearize Resistance Temperature Detectors (RTD), Sensors & Transducers, Vol. 229, Issue 1, January 2019, pp. 61-67.

Reconfigurable Sensor Based on PCB Technology for Moisture and Temperature Measurement

¹ A. dos Santos, ¹ J. Monsalve-Diaz, ² Pedro Carvalhaes-Dias, ³ F. Oliveira Morais, ¹ P. Dias-Lima, ¹ Fábio Serra Flosi and ^{1,*} J. A. Siqueira Dias

¹ University of Campinas, DSIF, Av. Albert Einstein, 400 - Campinas, SP, Brazil

² Universidade Tecnológica do Paraná, DAELE, Av. Alberto Carazai, 1640, C. Procópio, Brazil

³ Universidade Júlio de Mesquita, Faculdade de Ciências e Engenharia, R. D. Costa Lopes, 780, Tupã, SP, Brazil

² Tel.: 55 19 3521-4901

*E-mail: siqueira@demic.fee.unicamp.br

Received: Accepted: Published:

Abstract: A sensor that uses a modified fringing field capacitive sensor based on PCB technology to measure both capacitance and temperature is presented. The conventional interdigitated structure of the fingers in a capacitive fringing field sensor based on PCB technology is modified to allow its reconfiguration to measure both capacitance and temperature (using the copper tracks of the PCB as a Resistance Temperature Detector sensor). A sensor was fabricated and measurements of temperature and capacitance were taken in laboratory, using controlled amounts of water to cover the PCB surface. Since the sensor can measure temperature, it is possible to compensate for the variations of capacitance with temperature, a phenomena well described in the literature.

Keywords: Moisture sensor, Reconfigurable sensor, Capacitance measurements, Temperature measurements, PCB technology, Fringing field capacitor.

1. Capacitance Sensors

When a physical characteristic of a capacitor changes its structure due to an external agent, we obtain a capacitive sensor. Capacitive sensors structures are used for various applications. For example, if a physical parameter, like the permittivity of the dielectric or the distance between electrodes, changes, the capacitance of the structure changes, and the capacitance variation can be correlated to the physical parameter change.

One of the interesting features of such capacitive sensors is that the capacitor electrodes can be physically isolated from the sensing environment, as in the case of fringing field capacitive sensors.

In fringing field capacitive sensors, the material that is near the capacitor electrodes changes the dielectric of the capacitor, but no physical contact is required between the electrodes and the material that is over the electrodes. Capacitive fringing fields sensors are employed in various applications, and advanced

irrigation management systems are among them [1], [2], [3]. Although there many techniques used to implement precise soil water content sensors for irrigation (based on heat transfer [4-6], tensiometric [7], and electrical resistance, capacitance [8-10] is a valuable technique for measuring soil water content.

Capacitance fringing field sensors based on PCB technology are also used for measuring moisture in several applications like cement [11], stored grains [12], and paper pulp [13,14].

Another important feature of the capacitive fringing field sensors is that low-frequency signal processing circuits can be used to measure the capacitance. These systems are simple to design and operate, when compared to high-frequency RF interrogation systems.

Also, a simple PCB can be used to fabricate the capacitive sensor, resulting in an extremely low-cost sensor.

Conventional fringing field PCB capacitive sensor consists of a large number of interdigitated coplanar electrodes, as shown in Fig. 1.

We pattern, on a PCB, n copper tracks (called fingers) with thickness h , separated by a distance d and with a length l . The capacitance of the structure is given by:

$$C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{nlh}{d}, \quad (1)$$

The value of the capacitance changes if a material with a different ϵ_r is placed in contact with the PCB surface. A typical example is irrigation water being applied in a soil, where the measured variations in the sensor's capacitance can be correlated with the amount of water in the soil.

This type of sensor has already been used to measure moisture and it has been shown that the capacitance of the PCB fringing field capacitors change with temperature [9]. Therefore, it is necessary to use another sensor (a temperature sensor) to measure the temperature and correct for the capacitance measurement.

In this work we present an application of the reconfigurable sensor based on PCB technology (presented in [16]) to measure moisture and temperature, allowing for the correction of the capacitance measurement as a function of the sensor's temperature.

2. The Modified Fringing Field Capacitor Structure

In Fig. 1 we present the conventional layout of the PCB fringing field capacitor, with interdigitated fingers. In a layout with n fingers, we have $n/2$ fingers connected to each of the contacts where the capacitance measurement is made.

The new pattern, proposed in [16], is made using two parallel long copper tracks, with a serpentine shape, as shown in Fig. 2.

Since the sensor will be used inserted into moisturized soils, to protected the PCB tracks a conventional solder mask was applied on both sides of the PCB to protect it.

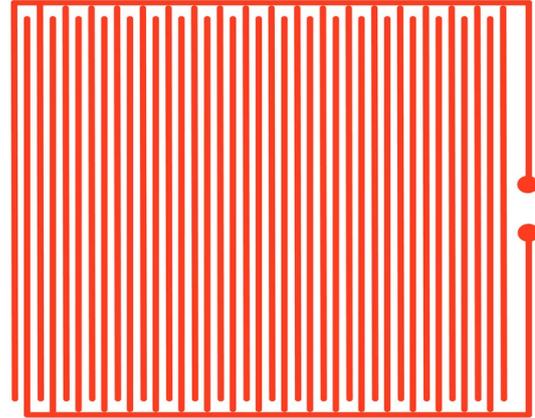


Fig. 1. Layout of a conventional PCB interdigitated capacitor.

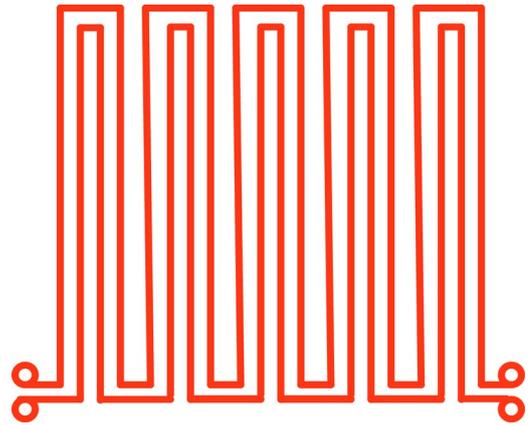


Fig. 2. The layout of the reconfigurable sensor has two long parallel copper tracks instead of interdigitated fingers.

3. Measuring Capacitance and Temperature with the Reconfigurable Sensor

Using this new configuration, depending on which points we make contact with the PCB tracks, it is possible to make the conventional capacitance measurement, or measure the resistance of one of the continuous copper tracks.

Making contacts at the beginning (or end) of the two parallel tracks, we make the conventional measurement of capacitance, as shown in Fig. 3. If we make contacts at the beginning and at the end of any of the single continuous tracks, as shown in Fig. 4, we have a resistor composed of a long line of copper, and we can measure its resistance.

Since copper can be used to make resistance temperature detectors (RTD) [17-19], we can use this

measurement of resistance to measure the sensor temperature.

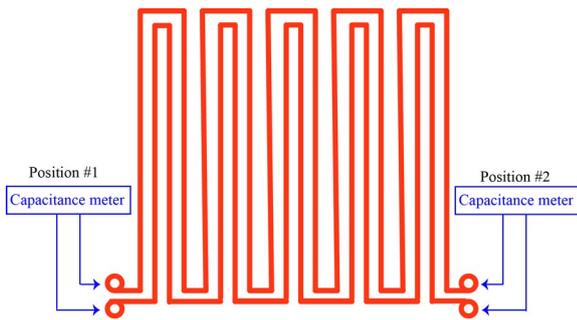


Fig. 3. Contact points for measuring capacitance in the novel PCB structure.

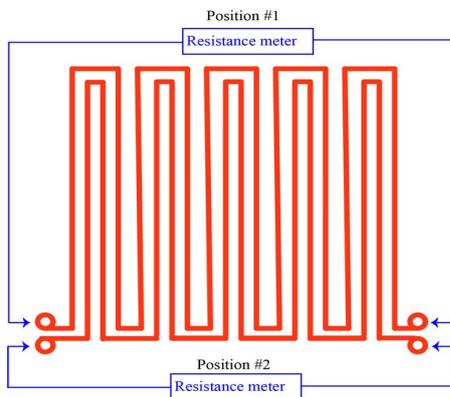


Fig. 4. Contact points for measuring resistance in the novel PCB structure.

4. Materials and Methods

4.1. The Reconfigurable Sensor

We fabricated a sensor using a FR-4 PCB with a thickness of 1.6 mm and measuring 96 mm x 94 mm. A photograph of the sensor is shown in Fig. 5.

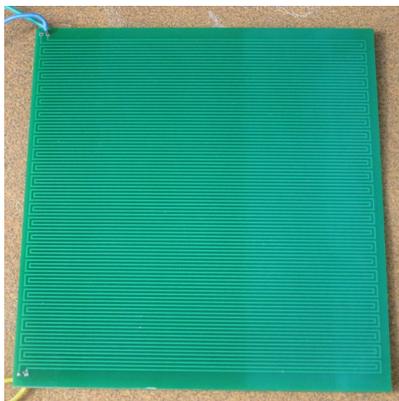


Fig. 5. Photograph of the fabricated sensor.

4.2. Temperature Measurements using the Copper Tracks

Platinum and copper are metals usually used to fabricate RTDs. Copper has a very small TC, and the resistance $R(T)$ of a copper wire can be written as:

$$R(T) = R_0 [1 + \alpha (T - T_0)] \quad (2)$$

where R_0 is the value of the resistance at a temperature $T = T_0$, and $\alpha \approx 0.00420 \Omega / ^\circ C$.

Using (2) we can calculate the variation of $R(T)$ with temperature as:

$$\frac{dR(T)}{dT} = \alpha R_0 \quad (3)$$

In our PCB we measured the continuous track of copper $R_0 = 7.913 \Omega$ (at $T_0 = 25^\circ C$), what leads to

$$\frac{dR(T)}{dT} = 0.0332 \Omega / ^\circ C \quad (4)$$

If we force a current $I_0 = 10 \text{ mA}$ in the resistance $R(T)$ of the copper track, the voltage variation ΔV on it when submitted to a temperature variation of $1^\circ C$ is only $\Delta V \approx 332 \mu V$.

Thus, we used a simple amplifier circuit to measure temperature using the PCB copper tracks. A basic block diagram of the circuit [16] is shown in Fig. 6, and the implemented circuit is presented in Fig. 7.

A current source $I_0 = 10 \text{ mA}$ was applied to the sensor. The voltage on R_T is sent to an INA125 instrumentation amplifier, adjusted with a gain $G_V = 30.12$, so that the output of the instrumentation amplifier has a slope $dV_{out} / dT \approx 10 \text{ mV} / ^\circ C$.

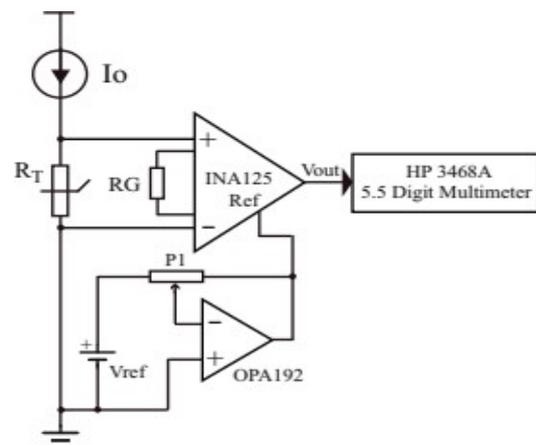


Fig. 6. Block diagram of the amplifier (with off-set adjust) used to measure temperature using the PCB copper tracks.

Since at $T = 0^\circ C$ the resistance of the copper track is not zero, there is an off-set at the output of the amplifier at this condition and, to cancel this off-set, we

applied, to the INA 125 instrumentation amplifier, a negative voltage generated by the inverting amplifier implemented with op-mp A0 (OPA192).

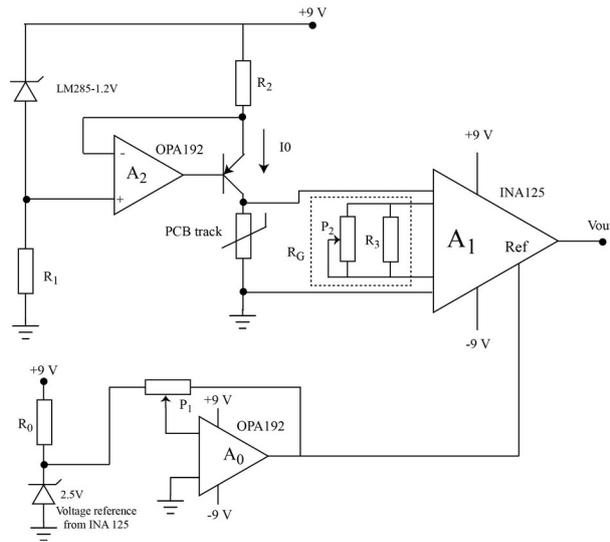


Fig. 7. Amplifier (with off-set adjust) used to measure temperature using the PCB copper tracks.

The current source I_0 is implemented with op-amp A_2 , the voltage reference LM 285-1.2, resistor R_2 and PNP transistor Q_1 . Due to the negative feed-back, the voltage at the non-inverting input of A_2 appears at its inverting input. This forces the 1.2 V voltage at the LM285-1.2 to appear on R_2 , so that the current that flows in R_2 is given by:

$$I_0 = \frac{1.2V}{R_2} \quad (5)$$

This current enters in the emitter of Q_1 , and neglecting the base current of Q_1 , we can consider that this current leaves the collector and bias the PCB tracks. With $R_2 = 1.2 \text{ k}\Omega$, the nominal value of I_0 is 10 mA.

The voltage on the copper resistor formed by the PCB tracks is amplified by the INA 125 instrumentation amplifier (from Texas Instruments, USA) with a gain given by:

$$G_V = 4 + \frac{60 \text{ k}\Omega}{R_G} \quad (6)$$

The value of R_G (the equivalent of P_2 and R_1 connected in parallel) is adjusted to force the output voltage of A_1 to have a well defined thermal behaviour, $V_{out} = 10 \text{ mV}/^\circ\text{C}$.

A calibration of the circuit was performed using a, in the thermal chamber in the 9 °C to 50 °C temperature range. A temperature sensor (LM 135 from Texas Instruments, USA). The plot of the measured values of

V_{out} as a function of the measured temperature with the LM 135 is shown in Fig. 8.

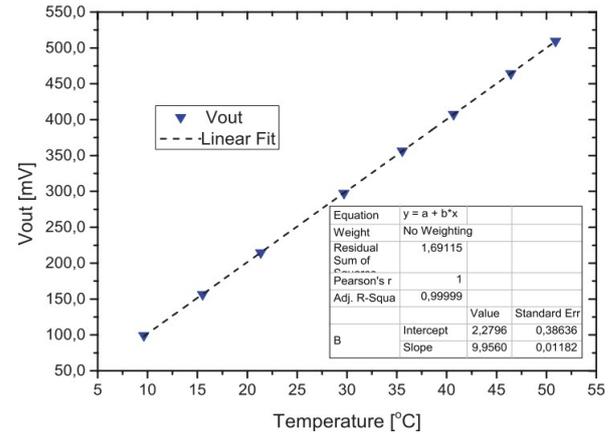


Fig. 8. Comparison of measured temperature with the LM 185 sensor and the value of V_{out} fabricated PCB sensor.

4.3. Capacitance Measurements

To measure the capacitance of the PCB fringing field capacitor, we used a simple relaxation oscillator, shown in Fig. 9.

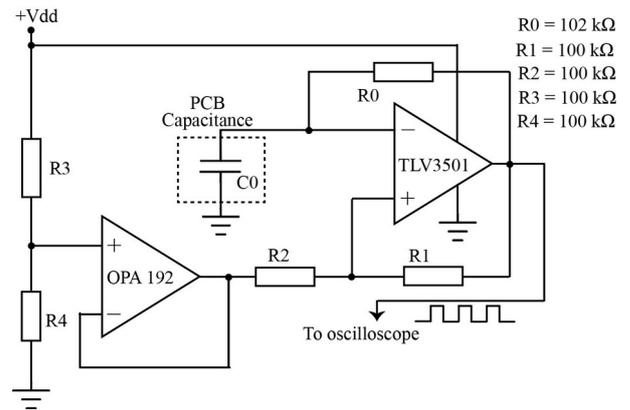


Fig. 9. Circuit of the relaxation oscillator.

From the measurements presented with this PCB fringing field capacitor presented in [16], we expect to measure a capacitance in the order of approximately 400 pF.

The circuit uses the TLV 3501 (Texas Instruments, USA), a fast (4.5 ns) rail-to-rail comparator. The developed circuit uses a reference voltage obtained by the resistor divider R_3 - R_4 , buffered by an OPA192 op-amp. Resistor $R_0 = 102 \text{ k}\Omega$, used to charge and discharge de PCB fringing field capacitor, was calculated to generate an oscillating frequency in the order of 22 kHz (a period $T = 45 \mu\text{s}$).

With this oscillating frequency, the rise and fall time of the comparator can be neglected since it is three orders of magnitude smaller that the period of the oscillating square wave.

The feed-back resistors that create the hysteresis are equal ($R_1 = R_2 = 100 \text{ k}\Omega$), creating a symmetrical charge and discharge signal around $V_{dd}/2$.

The waveform of the charge/discharge of a 10 nF capacitor and of the comparator output are shown in Fig. 10.

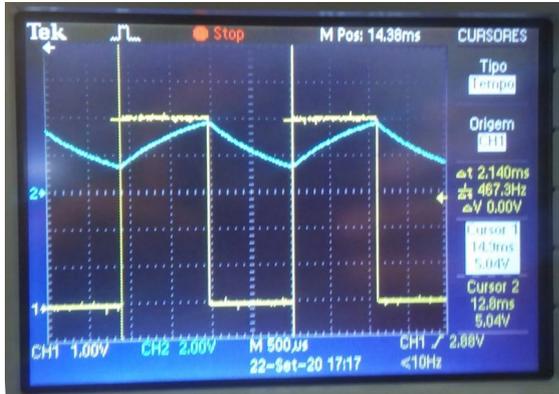


Fig. 10. Measured waveform in the relaxation oscillator.

The relaxation oscillator of Fig. 9 has its oscillating frequency given by:

$$f_{osc} = \frac{1}{R_0 C_0 \ln(3)} \quad (7)$$

Therefore, measuring the frequency f_{osc} we can calculate C_0 :

$$C_0 = \frac{1}{R_0 f_{osc} \ln(3)} \quad (8)$$

We performed a test with the relaxation oscillator. to check if it is possible to, using the oscillator output frequency measured with an oscilloscope, calculate C_0 using (8) with a good precision.

Firstly, we measured (with a Genrad 1659 RLC DigiBridge) five commercial capacitors, in the 275.5 pF to 878.4 pF range. Next, we used these capacitors in the relaxation oscillator and measured its oscillating frequency with an oscilloscope.

The plot shown in Fig. 11 shows a comparison of the capacitors measured with the RLC bridge and with the relaxation oscillator. The linear fit shown in Fig. 11 has $R^2 = 0.99996$, showing that the capacitors measured with the relaxation oscillator agree very well with the measurements made with the RLC bridge.

4.4. Moisture and Temperature Measurements

A temperature sensor LM 185 (from Texas Instruments, USA) was protected with a thin silicone layer (applied by spray), so it can be in contact with water. The sensor was glued to the surface of the PCB sensor.

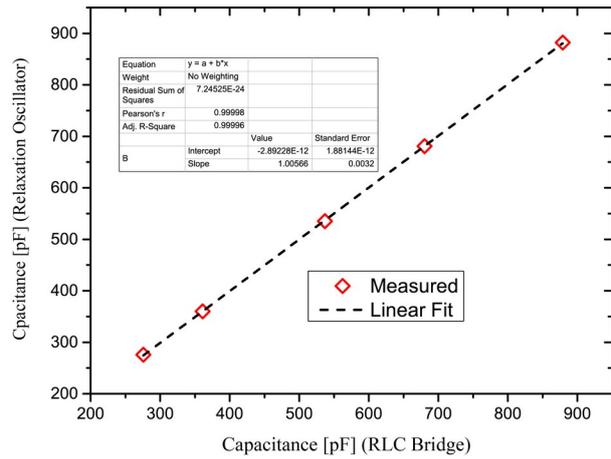


Fig. 11. Comparison of the capacitors measured with the a Genrad 1659 RLC DigiBridge and the developed relaxation oscillator.

We cut three pieces of an absorbent paper (in squares with 3.0 cm x 3.0 cm). The pieces of paper were put on a scale, and we wet each piece of paper with the same amount of water (0.13 g).

The PCB sensor was put in a thermal chamber, and the oscillator output frequency was measured with an oscilloscope, as we add, one by one, the pieces of paper to the PCB surface. Special attention was given to the placement of the pieces of paper on the sensor surface, avoiding any overlapping between papers.

A photograph of the sensor with 3 pieces of wet paper on its surface is shown in Fig. 12.

These measurements of frequency were repeated (with one, two and three pieces of paper on the sensor surface), at two temperatures: at 20 °C and 30 °C. The temperature was measured with the LM 185.

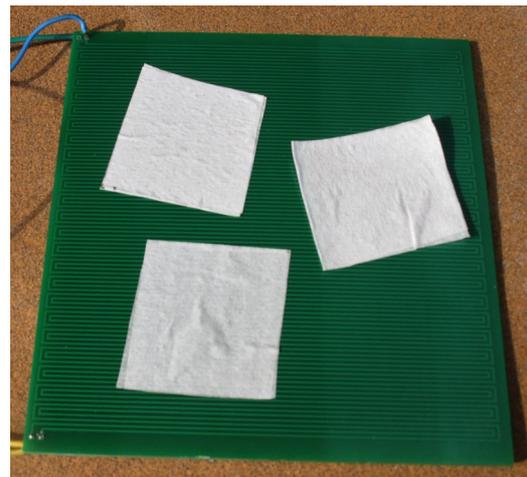


Fig. 12. Set-up used to measure capacitance as a function of the water mass.

5. Results

5.1. Temperature Measurements

In Fig. 13 we have a plot comparing the measured temperatures with the fabricated sensor (using the PCB tracks) and the LM 185.

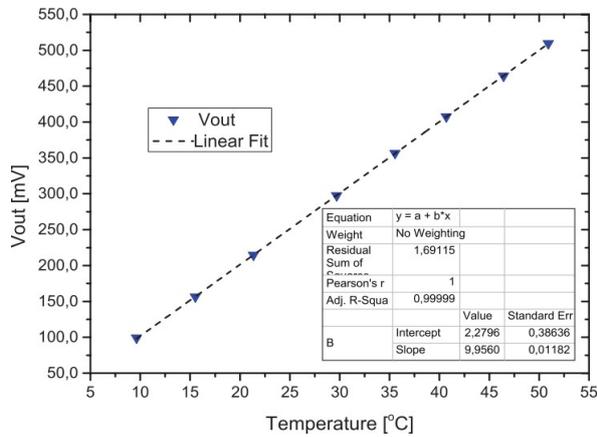


Fig. 13. Comparison of measured temperature with the LM 185 sensor and the value of V_{out} measured with the fabricated PCB sensor.

In Table 1 we present the errors between the measured values (V_{out}) and the calculated value of T using the linear fit shown in Fig. 13, considering that $dV_{out}/dT \approx 10 \text{ mV}/^\circ\text{C}$.

As it can be observed, the error E between the measured values using the LM 185 and the PCB tracks is $E \leq 0.14 \text{ }^\circ\text{C}$.

It is worth noting that a small change in the off-set adjustment of the amplifier circuit (in the negative direction) would lead to an even better agreement between the measured data with the LM 185 and the developed sensor.

Table 1. Temperature measurements

Temperature		
LM185	PCB sensor	Error
20 °C	20.14 °C	0.14 °C
25 °C	25.12 °C	0.12 °C
30 °C	30.09 °C	0.09 °C

5.2. Moisture Measurements

In Fig. 14 and Fig. 15 we present plots of the measured capacitance, as a function of the mass of water covering the PCB, for $T = 20$ and $T = 30 \text{ }^\circ\text{C}$,

As expected, we observed, for the same water mass, a variation of the measured capacitance depending on the sensor temperature.

As we can notice, both curves have approximately the same slope (as we can see in the plot of Fig. 16, where both curves are plotted together), indicating that

in this small mass of water range we can consider that the capacitance varies linearly as a function of the mass.

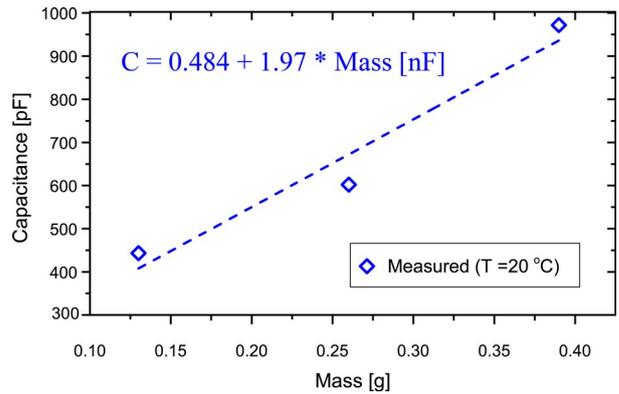


Fig. 14. Measured capacitance as a function of the water mass on the surface of the sensor, at $T = 20 \text{ }^\circ\text{C}$.

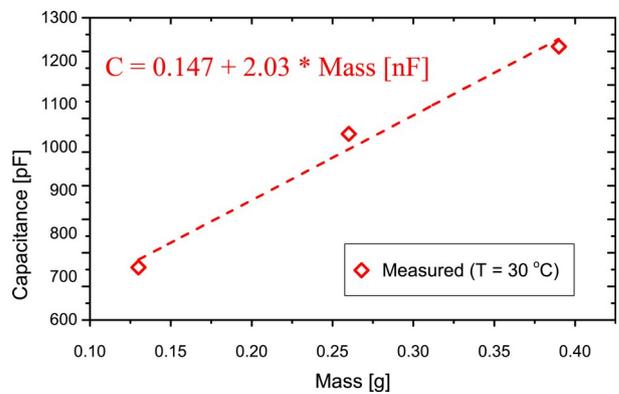


Fig. 15. Measured capacitance as a function of the water mass on the surface of the sensor, at $T = 30 \text{ }^\circ\text{C}$.

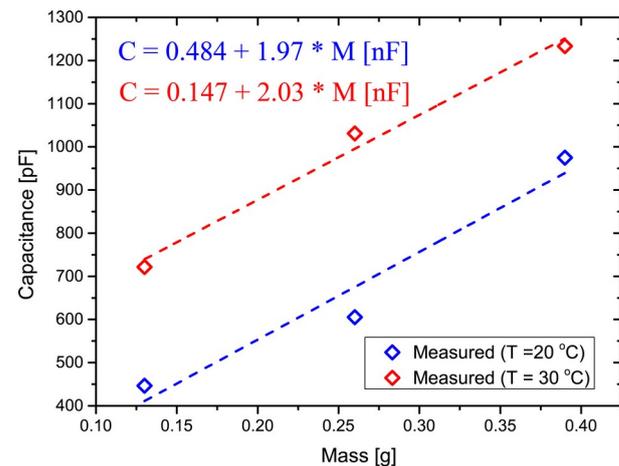


Fig. 16. Measured capacitance as a function of the water mass on the surface of the sensor, at $T = 30 \text{ }^\circ\text{C}$.

Therefore, we can calculate a compensation equations, using the two straight line equations presented in Fig. 16:

$$C = 0.147 + 2.03 \text{ Mass} \quad (9)$$

$$C = 0.484 + 1.97 \text{ Mass} \quad (10)$$

where the variable *Mass* is the mass of water (in grams) and the capacitance *C* is given in nF.

Since (9) and (10) have approximately the same slope, we can obtain a set of equations that cover all parallel straight lines between these line equations, with *k* as a parameter:

$$C = k + 2.0 \text{ Mass} \quad (11)$$

In (9) we used an average slope value of $m = 2 \text{ nF/g}$ and the capacitance is given in nF.

The value of *k* can be written as a linear function of the temperature, and since we have two points (*k*, *T*) in this straight line equation (0.147, 20) and (0.484, 30), we obtain:

$$k = -0.527 + 0.0337 T \quad (12)$$

Thus, it becomes possible to correct the capacitance measurements, depending on the measured temperature, and obtain a reliable estimation of the water content on the PCB surface. Combining (8), (11) and (12) we can write:

$$\text{Mass} = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{R_0 f_{osc} \ln(3)} + 0.527 - 0.0337 T \right] \quad (13)$$

Although in this work we have equations to correct for the capacitance only between $T = 20 \text{ }^\circ\text{C}$ to $T = 30 \text{ }^\circ\text{C}$, with proper calibration it is easy to obtain equations to calculate the correct values of capacitance for any temperature.

6. Conclusions

A reconfigurable PCB sensor based on a modified structure of a fringing field capacitor was presented. A novel layout for the PCB capacitor fringing field was used, with two long parallel tracks instead of interdigitated electrodes.

Using this structure, if we change the contact points on the copper tracks, it is possible to measure both capacitance and temperature. Since the capacitance measured with a PCB fringing field structure depends on temperature and the dielectric constant of water also changes with temperature, by measuring the temperature of the material which is in contact with the PCB sensor (water, in our case) we can compensate for these variations and obtain a much better estimation of the moisture, using the compensation equations presented.

We demonstrated that a simple relaxation oscillator can be used to measure the capacitance of the PCB fringing field capacitor. The relaxation oscillator was

characterized and a good agreement between the measured capacitance with the relaxation oscillator and a commercial RLC bridge was obtained. The fit line of the measured capacitance, in the 275.5 pF to 878.4 pF range, presented $R^2 = 0.9994$.

The sensor is extremely low-cost (only a conventional FR-4 PCB is required to fabricate it) and the signal processing circuits are also very simple. If we incorporated to the signal processing circuit a low-cost microcontroller (with an A/D converter), it is possible to measure the oscillator frequency (capacitance) and the resistance of the copper tracks (temperature).

Thus, a complete low-cost moisture sensor system can be easily implemented using the reconfigurable PCB sensor presented.

References

- [1] M. Bittelli. Measuring Soil Water Potential for Water Management in Agriculture: A Review. *Sustainability* 2010, 2, 1226–1251.
- [2] X. Dong, C. Vuran, S. Irmak. Autonomous precision agriculture through integration of wireless sensor networks with center pivot irrigation systems. *Ad Hoc Networks* 2015, 11, 1975–1987.
- [3] T. A. Brase, Precision Agriculture; Thomson Delmar Learning: New York, NY, USA, 2006.
- [4] M. França, F. Morais, P. Carvalhaes-Dias, L. Duarte, J. Siqueira Dias. A Multiprobe Heat Pulse Sensor for Soil Moisture Measurement Based on PCB Technology. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2019, 68, pp. 606–613.
- [5] P. Carvalhaes-Dias, F. Morais, L. Duarte, A. Cabot, J. Siqueira Dias. Autonomous Soil Water Content Sensors Based on Bipolar Transistors Encapsulated in Porous Ceramic Blocks. *Applied Sciences*, 2019, 9, 1211.
- [6] L. Matile, R. Berger, D. Wachter, R. Krebs. Characterization of a New Heat Dissipation Matrix Potential Sensor. *Sensors*, 2013, 13, 1137–1145.
- [7] B. Hanson, D. Peters, S. Orloff. Effectiveness of tensiometers and electrical resistance sensors varies with soil conditions. *California Agriculture*. 2000, pp. 47–50.
- [8] E. Ferreira da Costa, N. E. de Oliveira, F. Morais, P. Carvalhaes-Dias, L. C. Duarte, A. Cabot. A Self-Powered and autonomous fringing field capacitive sensor integrated into a micro sprinkler spinner to measure soil water content, *Sensors*, Vol. 17, no. 3, p. 575, 2017.
- [9] R. N. Dean, A. K. Rane, M. E. Baginski, J. Richard, Z. Hartzog, and D. J. Elton, A capacitive fringing field sensor design for moisture measurement based on printed circuit board technology, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 61, no. 4, pp. 1105–1112, 2012.
- [10] H. Elle, A. Denoth. A capacitive soil moisture sensor. *Journal of Hydrology*, 1996, 185, 137–146.
- [11] M. N. Alam, R. H. Bhuiyan, R. A. Dougal, and M. Ali, Concrete moisture content measurement using interdigitated near-field sensors, *IEEE Sensorss Journal*, vol. 10, no. 7, pp. 1243–1248, Jul. 2010.
- [12] R. N. Dean, J. D. Craven, E. A. Guertal, and K. A. Varnavas, PCB Sensor for status monitoring of stored

- food stocks, *IEEE Sensors Letters*, Vol. 3, no. 4, pp. 1–4, 2019.
- [13] K. Sundara-Rajan, L. Bryd II, and A. V. Mamishev, Moisture content estimation in paper pulp using fringing field impedance spectroscopy, *IEEE Sensors Journal*, vol. 4, no. 3, pp. 378–383, Jun. 2004.
- [14] F. Morais, P. Carvalhaes-Dias, L. Duarte, E. Costa, A. Ferreira, and J. Siqueira Dias, Fringing Field Capacitive Smart Sensor Based on PCB Technology for Measuring Water Content in Paper Pulp, *Hindawi Journal of Sensors*, Vol 2020, Article ID 3905804.
- [15] A. Chanzy, J.-C. Gaudu, O. Marloie. Correcting the Temperature Influence on Soil Capacitance Sensors Using Diurnal Temperature and Water Content Cycles. *Sensors* 2012, 12, 9773–9790.
- [16] P. Carvalhaes-Dias, J. Monsalve-Diaz, F. Morais, A. dos Santos, P. Dias-Lima and J. A. Siqueira Dias. Proposal of a Reconfigurable Sensor for Measuring Temperature and Capacitance, *6th International Conference on Sensors Engineering and Electronics Instrumentation Advances (SEIA' 2020)*, pp 18-20, 2020, Porto, Portugal.
- [17] R. H. Marsh, Selecting Thermocouples and Platinum Resistance Temperature Detectors, *Journal of Control Engineering*, Vol. 18, Issue 11, Nov. 1971, pp. 76-77.
- [18] P. Carvalhaes-Dias, I. P. Ferreira, F. J. Oliveira Morais, L. F. Caparroz Duarte and J. A. Siqueira Dias, Analog Linearization of Resistance Temperature Detectors (RTD) Using the Intrinsic Curvature of BandGap Voltage References, *4th International Conference on Sensors Engineering and Electronics Instrumentation Advances (SEIA' 2018)*, 19-21 September 2018, Amsterdam, The Netherlands.
- [19] P. Carvalhaes-Dias, I. P. Ferreira, L.C. Duarte, Flávio J. O. Morais and J. A. Siqueira Dias, Using the Non-linear Behavior of the Brokaw Bandgap Voltage Reference Cell to Linearize Resistance Temperature Detectors (RTD), *Sensors & Transducers*, Vol. 229, Issue 1, January 2019, pp. 61-67.

Referencias

- 1 WARRICK, C. Aerating stored grain cooling or drying for quality control. a grains industry guide. *GRDC Grain Storage Extension Project: Kingston, Australia*, 2013. 9, 16, 17, 18
- 2 RITTERSMA, Z. Recent achievements in miniaturised humidity sensors — a review of transduction techniques. *Sensors and Actuators A: Physical*, Elsevier, v. 96, n. 2-3, p. 196–210, 2002. 9, 21, 22, 24, 25
- 3 FARAHANI, H.; WAGIRAN, R.; HAMIDON, M. N. Humidity sensors principle, mechanism, and fabrication technologies: A comprehensive review. *Sensors*, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 14, n. 5, p. 7881–7939, 2014. 9, 20, 24, 26, 27, 28
- 4 TSYMBAL, E. Y. *Physics 927*. <https://unlcms.unl.edu/cas/physics/tsymbal/teaching/SSP-927/Section%2008_Electron_Transport.pdf>. 9, 33, 34
- 5 AGILENT TECHNOLOGIES. *Practical temperature measurements. Application note 290*. [S.l.], 2010. 9, 38, 40, 41, 42
- 6 BOYLAND, D. *High Measurement accuracy platinum thin film RTD temperature sensors*. Disponível em: <https://www.ist-ag.com/sites/default/files/ist_high_accuracy_temperature_sensors_.pdf>. 9, 43, 44
- 7 DELLINGER, J. H. *The temperature coefficient of resistance of copper*. [S.l.]: US Government Printing Office, 1911. 11, 16, 37, 38
- 8 CLIMENT, E.; PELEGRI-SEBASTIA, J.; SOGORB, T.; TALENS, J.; CHILO, J. Development of the moosy4 enose iot for sulphur-based voc water pollution detection. *sensors*, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 17, n. 8, p. 1917, 2017. 16
- 9 COSTA, E. F. D.; OLIVEIRA, N. E. D.; MORAIS, F. J.; CARVALHAES-DIAS, P.; DUARTE, L. F. C.; CABOT, A.; DIAS, J. S. A self-powered and autonomous fringing field capacitive sensor integrated into a micro sprinkler spinner to measure soil water content. *Sensors*, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 17, n. 3, p. 575, 2017. 16, 17
- 10 DUTZ, F.; BOJE, S.; ORTH, U.; KOCH, A.; ROTHS, J. High-temperature profile monitoring in gas turbine exhaust-gas diffusors with multipoint fibre-optic sensor arrays. In: *International Conference on Gas Turbine Instrumentation GTI 2019*. [S.l.: s.n.], 2019. 16
- 11 DEAN, R. N.; CRAVEN, J. D.; GUERTAL, E. A.; VARNAVAS, K. A. A pcb sensor for status monitoring of stored food stocks. *IEEE Sensors Letters*, IEEE, v. 3, n. 4, p. 1–4, 2019. 16, 18
- 12 ALAM, M.; BHUIYAN, R.; DOUGAL, R.; ALI, M. Concrete moisture content measurement using interdigitated near-field sensors. *Sensors Journal, IEEE*, v. 10, p. 1243 – 1248, 08 2010. 16

- 13 DEAN, R. N.; RANE, A. K.; BAGINSKI, M. E.; RICHARD, J.; HARTZOG, Z.; ELTON, D. J. A capacitive fringing field sensor design for moisture measurement based on printed circuit board technology. *IEEE transactions on instrumentation and measurement*, IEEE, v. 61, n. 4, p. 1105–1112, 2011. 16, 28, 57
- 14 MORAIS, F.; CARVALHAES-DIAS, P.; DUARTE, L.; COSTA, E.; FERREIRA, A.; DIAS, J. S. Fringing field capacitive smart sensor based on pcb technology for measuring water content in paper pulp. *Journal of Sensors*, Hindawi, v. 2020, 2020. 16
- 15 SUNDARA-RAJAN, K.; BYRD, L.; MAMISHEV, A. V. Moisture content estimation in paper pulp using fringing field impedance spectroscopy. *IEEE Sensors Journal*, IEEE, v. 4, n. 3, p. 378–383, 2004. 16
- 16 CORDAIN, L. *et al.* Cereal grains: Humanity’s double-edged sword. *World review of nutrition and dietetics*, Basel: S. Karger, 1959-, v. 84, p. 19–19, 1999. 17
- 17 UNIVERSITY, N. D. S. *Aeration key to storing 16 to 20 percent moisture corn*. 2019. 18
- 18 WANG, D. Z. P. K. An introduction to some historical governmental weather records of china. *Bulletin of the American Meteorological Society*, v. 69, p. 753–758, 1988. 23
- 19 PODESTA, D. M. de. *Acoustic Thermometry in Ancient China*. Disponível em: <<https://protonsforkbreakfast.wordpress.com/2020/11/23/acoustic-thermometry-in-ancient-china/>>. 23
- 20 GALLICCHIO, N. Inventions of weather instruments (1400–1800). In: _____. *The evolution of meteorology*. John Wiley & Sons, Ltd, 2017. cap. 2, p. 11–17. ISBN 9781119136170. Disponível em: <<https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/9781119136170.ch2>>. 23
- 21 PURUSHOTHAMA, B. 15 - definitions of terms used in humidification engineering. In: PURUSHOTHAMA, B. (Ed.). *Humidification and Ventilation Management in Textile Industry*. Woodhead Publishing India, 2009. p. 227 – 252. ISBN 978-81-908001-2-9. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/B9788190800129500150>>. 23
- 22 MONTGOMERY, R.; MCDOWALL, R. Chapter 4 - sensors and auxiliary devices. In: MONTGOMERY, R.; MCDOWALL, R. (Ed.). *Fundamentals of HVAC Control Systems*. Oxford: Elsevier, 2008. p. 106 – 159. ISBN 978-0-08-055233-0. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/B9780080552330000042>>. 24
- 23 CHISTYAKOV, A. D. The permittivity of water and water vapor in saturation states. *Russian Journal of Physical Chemistry*, v. 81, n. 1, p. 5–8, 2007. 26
- 24 RIBEIRO, L. E. B. *Contribuições para o desenvolvimento de eletrodos interdigitados e atuadores eletromagnéticos com aplicações em dispositivos microfluídicos portáteis*. Tese (dissertation) — Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, 2014. 28
- 25 IGREJA, R.; DIAS, C. Extension to the analytical model of the interdigital electrodes capacitance for a multi-layered structure. *Sensors & Actuators: A. Physical*, v. 172, n. 2, p. 392–399, 2011. 28

- 26 IGREJA, R.; DIAS, C. Analytical evaluation of the interdigital electrodes capacitance for a multi-layered structure. *Sensors and Actuators A: Physical*, Elsevier, v. 112, n. 2-3, p. 291–301, 2004. ISSN 0924-4247. 28
- 27 ALAM, M. *Applications of electromagnetic principles in the design and development of proximity wireless sensors*. Tese (dissertation) — University of South Carolina - Columbia, 2014. Disponível em: <<https://scholarcommons.sc.edu/etd/2784>>. 29
- 28 MATULA, R. A. Electrical resistivity of copper, gold, palladium, and silver. *Journal of Physical and Chemical Reference Data*, v. 8, p. 1147–1298, 1979. 35, 37
- 29 DEUTCHES KUPFERINSTITUT. *CU-OEF*. [S.l.], 2005. 37
- 30 MKM. *Factsheet Cu-OFEC10100*. [S.l.], 2016. 37
- 31 MICROCHIP TECHNOLOGY INC. *Temperature sensing technologies, AN679*. [S.l.], 1998. 42, 44
- 32 CARVALHAES-DIAS, P.; MONSALVE-DIAZ, J.; MORAIS, F.; SANTOS, A. dos; DIAS-LIMA, P.; DIAS, J. A. S. Proposal of a reconfigurable sensor for measuring temperature and capacitance. *6th International conference on sensors engineering and electronics instrumentation advances (SEIA' 2020)*, Porto, Portugal, p. 18–20, 2020. 45, 49, 52
- 33 MARSH, R. H. Selecting thermocouples and platinum resistance temperature detectors. *Journal of Control Engineering*, v. 18, p. 76–77, 1971. 46
- 34 CARVALHAES-DIAS, P.; FERREIRA, I. P.; MORAIS, F. J. O.; DUARTE, L. F. C.; DIAS, J. A. S. Analog linearization of resistance temperature detectors (rtd) using the intrinsic curvature of bandgap voltage references. *4th International conference on sensors engineering and electronics instrumentation advances (SEIA' 2018)*, Amsterdam, The Netherlands., 2018. 46
- 35 CARVALHAES-DIAS, P.; FERREIRA, I. P.; DUARTE, L.; MORAIS, F. J. O.; DIAS, J. A. S. Using the non-linear behavior of the brokaw bandgap voltage reference cell to linearize resistance temperature detectors (rtd), sensors & transducers. *Sensors & Transducers*, v. 229, p. 61–67, 2019. 46