



Escola Politècnica Superior  
de Castelldefels

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

# TREBALL DE FI DE CARRERA

**TÍTOL DEL TFC:** Nodo sensor para la medida ambiental de CO<sub>2</sub>, temperatura y humedad

**TITULACIÓ:** Enginyeria Tècnica de Telecomunicació, especialitat Sistemes de Telecomunicació

**AUTOR:** Marcos Jara Burgos

**DIRECTORS:** Manel Gasulla Forner y Joan Albesa Querol

**DATA:** 30 de novembre de 2007



**Títol:** Nodo sensor para la medida ambiental de CO<sub>2</sub>, temperatura y humedad

**Autor:** Marcos Jara Burgos

**Directors:** Manel Gasulla Forner i Joan Albesa Querol

**Data:** 30 de noviembre de 2007

## **Resum**

En este documento se describe el diseño y la implementación de un nodo sensor para la medida ambiental del nivel de CO<sub>2</sub>, la temperatura y la humedad relativa.

El sistema se basa en un interfaz directo sensor a microcontrolador para las medidas de temperatura y humedad relativa, mientras que para el sensor de CO<sub>2</sub> se basa en una conversión analógica digital.

El sistema utiliza un sensor resistivo para medir la temperatura, un sensor capacitivo para medir la humedad relativa y un sensor electroquímico para medir la concentración de CO<sub>2</sub>.

El nodo sensor cumple con las recomendaciones de exactitud, resolución y rango de trabajo proporcionadas por el Servei Meteorològic Català (SMC). Además, el nodo sensor es de bajo coste y consumo hacen que exista una buena calidad precio del nodo sensor final.

El sistema propuesto encaja en diferentes ámbitos como la industria o la seguridad laboral. Además, también tiene aplicación en la observación del cambio climático, ya que uno de los principales agentes causantes de éste son las grandes emisiones de CO<sub>2</sub> a la atmósfera, que provocan en gran parte el efecto invernadero.

**Title:** Sensor node for ambient CO<sub>2</sub> level, temperature and relative humidity measurements

**Author:** Marcos Jara Burgos

**Directors:** Manel Gasulla Forner and Joan Albesa Querol

**Date:** November, 30<sup>th</sup> 2007

## **Overview**

This document describes the design and implementation of a sensor node for environmental measurements of the CO<sub>2</sub> level, temperature and relative humidity measurements.

The system is based on a direct sensor to microcontroller interface for the temperature and relative humidity measurements, whereas it is based on an analogical to digital conversion for the CO<sub>2</sub> measurements.

Temperature is measured by means of a resistive sensor; relative humidity is measured with a capacitive sensor, and an electrochemical sensor measures CO<sub>2</sub> concentration.

The sensor node is designed to fulfil the Catalan Meteorological Service accuracy, resolution and operating range recommendations. Moreover, its low cost and little consumption guarantee a good quality-price ratio.

The proposed system fits in different areas like Industry or Occupational Safety and Health. Furthermore, it also could be applied to climate change observation, as one of its main causing agents is the large CO<sub>2</sub> emissions to the atmosphere, which, in turn, produce the greenhouse effect.

# ÍNDICE

<b>INTRODUCCIÓN .....</b>	<b>1</b>
<b>CAPÍTULO 1. ANTECEDENTES Y OBJETIVOS .....</b>	<b>3</b>
1.1 Antecedentes .....	3
1.2 Objetivos .....	4
<b>CAPÍTULO 2. ESTADO DEL ARTE Y SELECCIÓN DE DISPOSITIVOS .....</b>	<b>5</b>
2.1 Introducción .....	5
2.2 Sensores.....	5
2.2.1 Tipos de sensores .....	5
2.2.2 Sensores de temperatura .....	5
2.2.3 Sensores de humedad relativa .....	8
2.2.4 Sensores de CO <sub>2</sub> .....	9
2.3 Elección sensor de temperatura .....	12
2.4 Elección de sensor de humedad.....	14
2.5 Elección sensor de CO <sub>2</sub> .....	16
2.6 Microcontrolador .....	18
2.6.1 Elección del microcontrolador .....	18
<b>CAPÍTULO 3. DESARROLLO DEL NODO SENSOR .....</b>	<b>21</b>
3.1 Introducción .....	21
3.2 Interfaz de medida .....	21
3.2.1 Método de medida .....	21
3.2.2 Configuración para el sensor de temperatura .....	22
3.2.3 Configuración para el sensor de humedad .....	24
3.2.4 Configuración del conversor AD para el sensor de CO <sub>2</sub> .....	25
3.2.5 Programación .....	26
3.2.6 Migración de ATtiny2313 a ATmega88 .....	30
3.3 Sistema sensor de temperatura .....	31
3.4 Sistema sensor de humedad.....	34
3.5 Sistema sensor de CO <sub>2</sub> .....	35
3.6 Sistema completo .....	37
3.7 Coste económico del sistema .....	38

<b>CAPÍTULO 4. CARACTERIZACIÓN Y RESULTADOS.....</b>	<b>39</b>
4.1 Introducción .....	39
4.2 Medidas de temperatura .....	39
4.2.1 Caracterización y calibración.....	39
4.2.2 Resultados obtenidos .....	43
4.3 Medidas de humedad .....	44
4.3.1 Caracterización y calibración.....	44
4.3.2 Resultados obtenidos .....	46
4.4 Medidas de CO <sub>2</sub> .....	47
4.4.1 Calibración.....	47
4.4.2 Resultados obtenidos .....	48
4.5 Consumo del sistema .....	50
4.5.1 Consumo teórico .....	50
4.5.2 Consumo experimental.....	51
<b>CAPÍTULO 5. CONCLUSIONES.....</b>	<b>55</b>
5.1 Objetivos alcanzados .....	55
5.2 Futuras líneas de trabajo .....	56
5.3 Impacto ambiental .....	56
<b>REFERENCIAS.....</b>	<b>57</b>
<b>BIBLIOGRAFÍA .....</b>	<b>59</b>
<b>ANEXO I. ESQUEMAS CIRCUITALES .....</b>	<b>61</b>
<b>ANEXO II. COMPORTAMIENTO DEL SENSOR TGS4161 .....</b>	<b>65</b>
<b>ANEXO III. HOJAS DE ESPECIFICACIONES .....</b>	<b>67</b>

## INTRODUCCIÓN

El cambio climático es uno de los temas que más preocupa en la actualidad. El ser humano se ha incorporado a la lista de agentes climáticos más relevantes en las últimas décadas. Las consecuencias de sus acciones comenzaron con la deforestación de bosques para convertirlos en tierras de cultivo y pastoreo, pero en la actualidad su influencia es mucho mayor al producir la emisión abundante de gases que producen el Efecto Invernadero: dióxido de carbono ( $\text{CO}_2$ ) en fábricas y medios de transporte y metano en granjas de ganadería intensiva y arrozales.

Actualmente, tanto las emisiones de gases como la deforestación se han incrementado hasta tal nivel que parece difícil que se reduzcan a corto y medio plazo, por las implicaciones técnicas y económicas de las actividades involucradas.

Ya en la década de los 90 empezaron a detectarse los primeros indicios de que la atmósfera terrestre estaba experimentando un incremento significativo de los niveles de  $\text{CO}_2$ . Desde entonces, muchas han sido las investigaciones que se han llevado a cabo y numerosos los avances técnicos en los sistemas de medición.

También por este motivo se acordó el Protocolo de Kyoto, un acuerdo internacional que tiene como objetivo reducir las emisiones de seis gases causantes del calentamiento global, entre ellos el  $\text{CO}_2$ . La finalidad es la reducción de un 5% aproximadamente, en el periodo que va desde el año 2008 al 2012, en comparación a las emisiones del año 1990.

Al margen de las consideraciones generales, este trabajo se enmarca dentro del proyecto EPSCO<sub>2</sub> [15], un proyecto interdisciplinar desarrollado por alumnos de varias escuelas de la UPC. La motivación de este proyecto es la monitorización del  $\text{CO}_2$  en un invernadero que se pretende construir en el terrado de la Escuela Politécnica Superior de Castelldefels (EPSC).

Dentro del proyecto EPSCO<sub>2</sub>, los alumnos de la Facultad de Náutica llevan a cabo trabajos relacionados con la concepción del espacio y su construcción física. Los alumnos de Ingeniería Agrícola, especialmente los de Horticultura y Jardinería, deberán llevar a cabo la mayoría de proyectos relacionados con el invernadero. De igual modo, alumnos de Ingeniería de Telecomunicaciones, en concreto del grupo Instrumentació, Sensors i Interfícies (ISI), somos los encargados del desarrollo del control remoto, rendimiento de las especies y control del entorno. Este proyecto de nodo sensor se englobaría dentro del control del entorno.

En este trabajo se diseña e implementa un nodo sensor que integra, además de medidas de  $\text{CO}_2$ , también medidas de temperatura y humedad relativa. El procesamiento de la medida de temperatura y humedad relativa se basa en un interfaz directo del sensor hacia el microcontrolador. En cambio, para procesar

la medida del nivel de CO<sub>2</sub> es necesario aplicar previamente una conversión analógica-digital.

Cabe destacar que el nodo sensor diseñado e implementado reúne bajo coste, bajo consumo y un nivel de exactitud que cumple las recomendaciones del Servei Meteorològic Català (SMC).

En el capítulo uno se explican los antecedentes y los objetivos de la realización de este trabajo.

En el capítulo dos se exponen diferentes tipos de sensores de temperatura, humedad relativa y CO<sub>2</sub>. En los sensores de temperatura y humedad también se establecen las recomendaciones del SMC en lo que se refiere a exactitud, resolución y rango de trabajo. A continuación se hace una comparativa de los diferentes tipos de sensores descritos anteriormente y se justifica la elección de los seleccionados para formar parte del sistema. Para finalizar el capítulo se describen las características principales de diferentes microcontroladores dando paso a la elección de uno de ellos.

El capítulo tres describe el desarrollo del nodo sensor. Inicialmente se define el interfaz de medida explicando el método de medida que se utilizará para la obtención de resultados. Posteriormente, se explica la configuración necesaria para incorporar los sistemas de temperatura, humedad y CO<sub>2</sub> al interfaz de medida. A continuación se detalla la programación del microcontrolador para que se lleve a cabo todo el proceso de medidas. Considerando que se sustituye un microcontrolador utilizado anteriormente por otro seleccionado específicamente para esta aplicación, se explican las principales diferencias entre ambos. El capítulo concluye con la descripción de cada uno de los sistemas sensor definidos y se realiza una estimación del coste total de la aplicación.

En el capítulo cuatro se caracterizan y calibran cada uno de los sensores. Posteriormente se presentan los resultados obtenidos en los procesos de medida y se concluye con una estimación teórica y experimental del consumo total del nodo sensor.

Finalmente, en el capítulo cinco se describen las principales conclusiones extraídas de todo el proyecto haciendo mención especial en los objetivos alcanzados, el impacto ambiental, las posibles futuras líneas de trabajo y una valoración personal del trabajo realizado.



# CAPÍTULO 1. ANTECEDENTES Y OBJETIVOS

## 1.1 Antecedentes

En el año 2001 nació el proyecto REAL [16] con la finalidad, entre otros, de llevar a la práctica las directrices marcadas en el “Pla ambiental del Campus de Castelldefels”.

REAL engloba proyectos que pretendan la integración de criterios de sostenibilidad en el Campus tanto en la fase de diseño y ejecución, como en la etapa de funcionamiento. Dentro del proyecto REAL se creó la REALnet, la Red Ambiental en el Campus del Baix Llobregat.

En línea con REAL se está desarrollando el proyecto EPSCO<sub>2</sub>, dentro del cual se engloba este desarrollo de un nodo sensor, que pretende en un futuro formar parte de la REALnet.

Previamente a este trabajo se han realizado otros relacionados. Dentro del grupo ISI, Joan Albesa Querol realizó un Proyecto Final de Carrera (PFC) [2], donde se diseñó e implementó una red básica de sensores inalámbricos que medía el nivel y la temperatura del agua del estanque del Campus del Baix Llobregat de la Universitat Politècnica de Catalunya (UPC). Este proyecto ha supuesto una influencia significativa para la programación del microcontrolador, así como las interfaces de medida.

En este trabajo se toman algunos aspectos del PFC de Joan Albesa como puntos de partida como, por ejemplo, el código a programar en el microcontrolador. Debido a algunos requisitos de este trabajo no se ha podido trabajar con el mismo microcontrolador con que se trabajó en esa ocasión y por tanto se ha tenido que sustituir por otro.

La principal innovación que aporta este trabajo de final de carrera consiste en la medición del nivel de CO<sub>2</sub>, además de cumplir con las recomendaciones del SMC [10] para determinar la exactitud y resolución en los sistemas de temperatura y humedad relativa.

## 1.2 Objetivos

A continuación se exponen los objetivos previos al trabajo:

- Revisión normativa vigente sobre resolución, exactitud y rango de la medida ambiental de temperatura, humedad relativa y CO<sub>2</sub>.
- Búsqueda de sensores de temperatura, humedad relativa y CO<sub>2</sub>.
- Comparativa y selección de los sensores.
- Diseño e implementación un interfaz para las medidas de temperatura, humedad relativa y CO<sub>2</sub>.
- Comparativa y selección de un microcontrolador para el interfaz.
- Calibración de los sensores
- Estudio del consumo del nodo sensor.
- Análisis de los datos obtenidos experimentalmente
- Interoperabilidad del nodo con la red Zigbee existente.

## **CAPÍTULO 2. ESTADO DEL ARTE Y SELECCIÓN DE DISPOSITIVOS**

### **2.1 Introducción**

En este capítulo se presenta el estado del arte actual en cuanto a sensores y microcontroladores.

Antes de empezar el diseño del nodo sensor se ha realizado una búsqueda de sensores y microcontroladores que existen en el mercado actual, con el objetivo de elegir correctamente los sensores, así como el microcontrolador, que mejor se adapten a nuestros requisitos.

En primer lugar, se describen los tipos de sensores que se adaptan a los requisitos de este proyecto: sensores de temperatura, sensores de humedad y sensores de CO<sub>2</sub>. En estos apartados se presenta la normativa que les afecta, así como los tipos de sensores que existen en el mercado.

En segundo lugar, se describen las características de una serie de microcontroladores del fabricante Atmel. Estas características se adaptan a los requisitos de este proyecto.

### **2.2 Sensores**

En este apartado se exponen diferentes tipos de sensores, y se hace especial mención en los tipos de sensores que son objeto de este proyecto.

#### **2.2.1 Tipos de sensores**

Un sensor es un dispositivo que detecta variaciones en una magnitud física y las convierte en señales útiles para un sistema de medida o control. En la actualidad existe mucha variedad de sensores como los que detectan la energía, la velocidad, la aceleración, la temperatura, etc.

Debido a los requisitos de este proyecto de ahora en adelante nos centraremos en tres tipos de sensores: sensores de temperatura, sensores de humedad relativa y sensores de dióxido de carbono (CO<sub>2</sub>).

#### **2.2.2 Sensores de temperatura**

La temperatura es un parámetro termodinámico del estado de un sistema que caracteriza el calor. Por tanto, el sensor de temperatura es un elemento que posibilitará medir la cantidad de calor que hay en un ambiente determinado.

### 2.2.2.1 Normativa

Para la elección de los sensores que utilizaremos en nuestro proyecto nos hemos guiado por las recomendaciones que nos ha proporcionado el SMC [10]. A su vez, el SMC se basa en la normativa que da la Organización Meteorológica Mundial (OMM) [11] que es quien la regula en la actualidad. Las recomendaciones son las siguientes:

**Unidad de medida:** Grado Celsius ( $^{\circ}\text{C}$ )

**Características del sensor:**

- **Rango de operación:**  $-40$  a  $+55$   $^{\circ}\text{C}$

**Sistema de medida y sensor:**

- **Tecnología:** Resistencia de platino normalizada
- **Resolución:**  $0,1$   $^{\circ}\text{C}$
- **Exactitud:**  $\pm 0,2$   $^{\circ}\text{C}$

Según la Organización Mundial Meteorológica el rango de operación en sensores de temperatura tiene que estar comprendido entre  $-60$   $^{\circ}\text{C}$  y  $+60$   $^{\circ}\text{C}$  y la exactitud debe ser de  $\pm 0,1$   $^{\circ}\text{C}$ .

Recientemente, el SMC ha restringido el rango y ha aumentado la tolerancia con la exactitud porque con las tecnologías actuales se hace difícil conseguir una exactitud de  $\pm 0,1$   $^{\circ}\text{C}$  en todo el rango de operación que establece la OMM.

### 2.2.2.2 Tipos de sensores de temperatura

Los sensores de temperatura de contacto son el termopar, el RTD (*Resistance Temperature Detector*), el termistor y los basados en una unión semiconductora (sensores IC). A continuación se citan las principales características de cada tipo.

- **Termopares:** Los termopares basan su funcionamiento en la unión de dos metales distintos que producen un voltaje, como muestra la figura (Fig. 2.1), en función de la diferencia de temperatura que existe entre uno de los dos extremos denominado “punto frío” y el otro denominado “punto caliente”. Como ventaja principal los termopares ofrecen un amplio rango de temperaturas. Los inconvenientes principales son que presentan una baja exactitud (peor a  $\pm 1^{\circ}\text{C}$ ) y además requieren un acondicionamiento relativamente complejo.

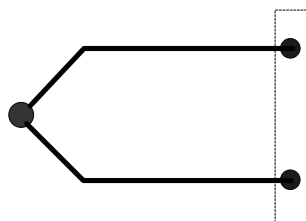


Fig. 2.1 Termopar. Diferencia de potencial entre punto frío y punto caliente.

- **RTD:** Los RTD son metales que con el aumento de la temperatura aumentan su resistencia. La principal característica de los RTD es que son elementos muy lineales en un gran rango de temperaturas y su variación suele expresarse como indica la figura (Fig. 2.2). La máxima calidad de los RTD la dan los de platino ya que permiten realizar medidas más exactas y estables hasta una temperatura de aproximadamente 500 °C. Los RTD más económicos utilizan el níquel o aleaciones de níquel pero éstos no son tan estables ni lineales como los que emplean platino.

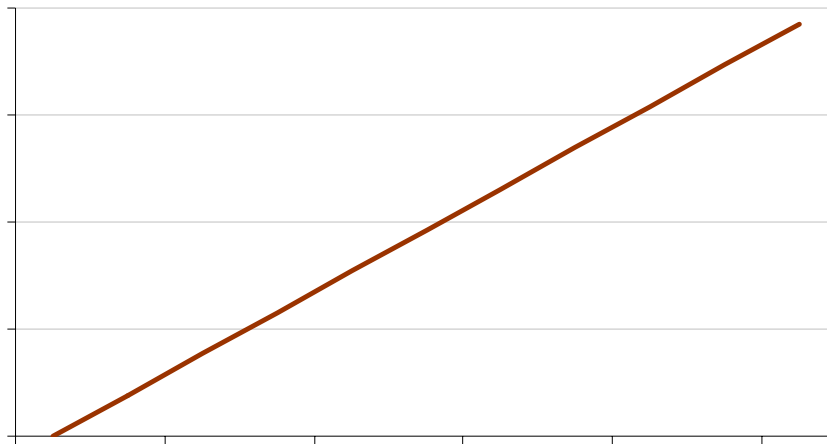


Fig. 2.2 Curva de respuesta RTD

- **Termistores:** Los termistores son semiconductores electrónicos que son sensibles a la temperatura. Existen dos tipos de termistores, los NTC (*Negative Temperature Coefficient*) y los PTC (*Positive Temperature Coefficient*). Ambos tipos presentan una respuesta no lineal y decreciente con el aumento de la temperatura en caso de los NTC y creciente en el caso de los PTC. Las principales ventajas son que presentan una mayor sensibilidad e inferior tiempo de respuesta, así como un precio más económico que los RTD. Su principal inconveniente es su no linealidad como muestra la figura (Fig. 2.3).

## NTC

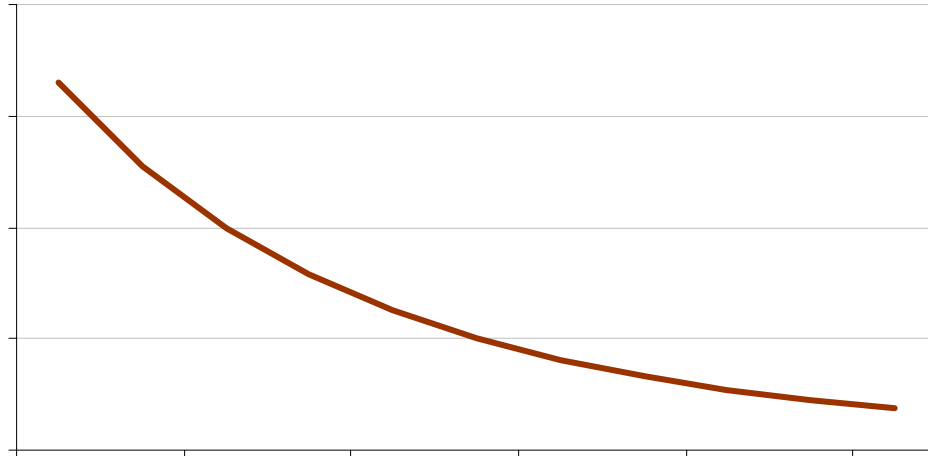


Fig. 2.3 Curva de respuesta NTC

- **Sensores de temperatura basados en una unión P-N semiconductor:** Son circuitos integrados de silicio basados en las propiedades térmicas de las uniones semiconductoras (PN). Estos sensores tienen un rango de trabajo de 50 °C a 150 °C. Generalmente no requieren etapas de linealización, amplificación ni compensaciones externas. Los principales inconvenientes son la baja exactitud que ofrecen y que son elementos activos, por tanto consumen.

### 2.2.3 Sensores de humedad relativa

La humedad es la cantidad de vapor de agua que contiene un gas. Debido que nuestro sistema estará situado en aire, el sensor de humedad medirá la cantidad de vapor de agua que contiene el ambiente. La humedad se puede expresar de forma absoluta o de forma relativa.

La humedad relativa es la humedad que contiene una masa de aire en relación con la máxima humedad absoluta que podría admitir sin producirse condensación. Por tanto, con el sensor de humedad relativa obtendremos el porcentaje de agua que contiene el aire en un determinado ambiente.

#### 2.2.3.1 Normativa

Como hemos dicho anteriormente para elegir el sensor de humedad relativa nos hemos guiado por las recomendaciones proporcionadas por el SMC. La normativa por lo que a humedad relativa se refiere es la siguiente:

$R_0$

**Unidad de medida:** Tanto por ciento (%)

**Características del sensor:**

- **Rango de operación:** 5 a 100%

**Sistema de medida y sensor:**

- **Tecnología:** Sensor capacitivo
- **Resolución:** 1%
- **Exactitud:**  $\pm 3\%$

### 2.2.3.2 Tipos de sensores de humedad

Existen tres tipos de tecnologías a la hora de medir la humedad relativa: sensores de humedad capacitivos, sensores de humedad resistivos y sensores por conductividad. A continuación se citan las principales características de cada tipo:

- **Sensores de humedad capacitivos:** Son quizás los más difundidos en la industria y meteorología pues son de fácil producción, bajos costes, y alta fidelidad. Los sensores de humedad capacitivos están formados por un sustrato en el cual una fina capa de polímero u óxido de metal se deposita entre dos electrodos conductores. La superficie sensible es cubierta con un electrodo poroso metálico para protegerlo de la contaminación que existe en el ambiente que se encuentra. El sustrato puede ser de cristal, cerámico o de silicio. El cambio de la constante dieléctrica del sensor de humedad capacitivo es directamente proporcional a la humedad relativa del ambiente en que se encuentra. Las principales ventajas de los sensores de humedad capacitivos son su aproximación casi lineal en un rango de humedades, su amplio rango de medida y su estabilidad a largo plazo.
- **Sensores de humedad resistivos:** Miden el cambio en la impedancia eléctrica de un medio higroscópico como puede ser un polímero conductor, una sal o un sustrato tratado. Los sensores resistivos tienen una respuesta no lineal frente a cambios de humedad relativa y por tanto deben ser tratados por circuitos para ser linealizados. Tienen mayor exactitud a altas humedades relativas pero menor exactitud a bajas respecto a los sensores de humedad capacitivos. Son elementos de bajo coste y tamaño y tienen una buena estabilidad a largo plazo.
- **Sensores de humedad por conductividad:** Estos sensores basan su funcionamiento en medir la humedad absoluta cuantificando la diferencia entre la conductividad en un material seco y un material que contiene vapor de agua del aire. Estos sensores tienen una mayor resolución que los capacitivos y resistivos a temperaturas por encima de los 90 °C.

### 2.2.4 Sensores de CO<sub>2</sub>

El dióxido de carbono es un gas incoloro e inodoro que en la actualidad es emitido a la atmósfera, principalmente, por la quema de combustibles fósiles. El

sensor de CO<sub>2</sub> nos permitirá contabilizar la concentración de CO<sub>2</sub> que hay en un ambiente determinado.

En cuanto a los sensores de CO<sub>2</sub> no se habla de recomendaciones ya que no se ha encontrado una normativa que establezca valores de rango, exactitud o resolución. Por tanto los criterios de selección vienen determinadas por el rango de medición, como aparece en (Tabla 2.1), o consumo del propio sensor.

**Tabla 2.1** Consecuencias CO<sub>2</sub>

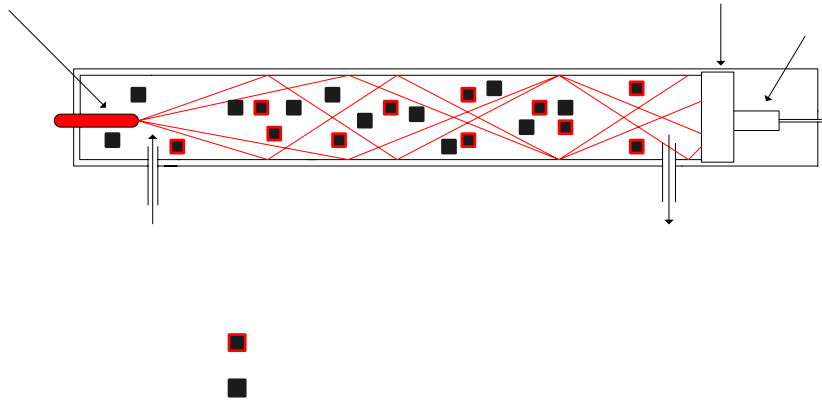
Concentración de CO <sub>2</sub> (ppm)	Concentración de CO <sub>2</sub> (%)	Consecuencias
150000	15	Provoca la muerte en unos minutos
~ 40000	~ 4	Proporción aproximada en aliento de exhalación humana [14]
15000	1,5	Origina dolores de cabeza y puede producir hiperventilación
5000	0,5	Límite en concentración de CO <sub>2</sub> en el puesto de trabajo [14]
> 1000	> 0,1	Fatiga y reducción de la concentración
1000	0,1	Nivel máximo de CO <sub>2</sub> recomendado en colegios [14]
800	0,08	Nivel máximo de CO <sub>2</sub> recomendado en oficinas [14]
~ 370	~ 0,037	Concentración aproximada en el ambiente [1]

#### 2.2.4.1 Tipos de sensores de CO<sub>2</sub>

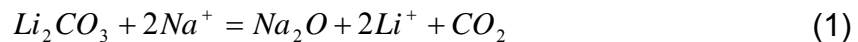
Existen dos tipos de sensores para la medición de las concentraciones de CO<sub>2</sub> que son los sensores NDIR (*Non Dispersive InfraRed*) y los sensores electroquímicos. A continuación se citan las principales características de los dos tipos.

- **Sensores NDIR:** Los sensores que detectan el CO<sub>2</sub> por infrarrojos basan su funcionamiento en la absorción por parte de las moléculas de CO<sub>2</sub> de la luz a una determinada longitud de onda (4.26 μm). El sensor se compone de una fuente de luz infrarroja, un detector de infrarrojos y un filtro que bloquea todas las longitudes de onda de la luz excepto la de 4.26 μm como muestra la figura (Fig. 2.4). Por tanto, mediante estos componentes, se puede contabilizar la concentración de CO<sub>2</sub> en un determinado ambiente.



Fig. 2.4 Sensor CO<sub>2</sub> tipo NDIR

- **Sensores de CO<sub>2</sub> electroquímicos:** Cuando se expone un sensor químico al gas de CO<sub>2</sub> se produce la siguiente reacción electroquímica:



Como resultado de la reacción electroquímica se genera una fuerza electromotriz (EMF) en función de la cual podemos obtener la concentración de CO<sub>2</sub> en el lugar donde se está midiendo.

Mediante la ecuación de Nernst como vemos en (2) obtenemos una expresión que relaciona la fuerza electromotriz (EMF) con la concentración de CO<sub>2</sub>:

$$EMF = E_c - \frac{R \cdot T}{2 \cdot F} \cdot \ln(P(CO_2)) \quad (2)$$

P(CO<sub>2</sub>): Presión parcial de CO<sub>2</sub> (ppm)

Ec: Valor constante (V)

T: Temperatura (K)

R: Constante de gas (J/(mol·K))

F: Constante de Faraday (C/mol)

SEM

Lampara  
Infrarroja

Entrada  
Gas

## 2.3 Elección sensor de temperatura

El sensor de temperatura escogido es del tipo resistivo ya que como se ha comentado anteriormente los termopares presentan un acondicionamiento complejo y las uniones semiconductoras no cumplen con la exactitud recomendada por el SMC. Dentro de los resistivos encontramos las RTD (Resistive Temperatura Detector) y las NTC (Negative Temperatura Coefficient). Ambos tipos tienen ventajas e inconvenientes por tanto se ha decidido hacer un estudio de los dos para al final decidir cual es más adecuado para la aplicación.

### 2.3.1.1 RTD

Siguiendo las recomendaciones del SMC a la hora de buscar un sensor del tipo RTD, nos basamos en las de platino.

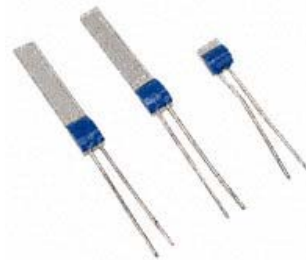
Las RTD de platino se diferencian básicamente por la clase a la que pertenecen, que tiene que ver con la exactitud, y por la resistencia nominal (resistencia a 0 °C). Para elegir un sensor RTD u otro nos fijamos en (Tabla 2.2):

**Tabla 2.2** Comparativa RTD's

	Exactitud (°C)	Resistencia nominal (Ω)
<b>Pt1000 y Pt100 Clase A</b>	$\pm (0,15+0,002T)$	1000 y 100
<b>Pt1000 y Pt100 Clase B</b>	$\pm (0,3+0,005T)$	1000 y 100

Ambos sensores de clase B fueron descartados ya que la exactitud está fuera de las recomendaciones proporcionadas por el SMC. Entre los dos de la clase A, finalmente nos decidimos por el sensor Pt1000 ya que presenta valor mayor que el sensor Pt100 de resistencia y por tanto, para el interfaz de medida descrito en el apartado 3.2.2, una mayor resolución.

El sensor del tipo RTD escogido es un Pt1000 de clase del fabricante LabFacility [4].



**Fig. 2.5** Sensor de temperatura. Pt1000

Estos sensores están fabricados con platino (Pt) y presentan una resistencia a 0 °C de 1000 Ω, de ahí viene su nombre. Este dispositivo es muy lineal como hemos dicho anteriormente en un amplio rango de temperaturas y la variación de la resistencia respecto a la temperatura viene dada por la siguiente expresión:

$$R = R_0 \cdot (1 + \alpha \cdot (T - T_0)) \quad (3)$$

Las características principales del sensor Pt1000 son:

- **Rango de medida:** -70 a +600 °C
- **Tolerancia:** ± (0.15 °C + 0.002T) Clase A
- **α** = 0.00385 Ω / Ω / °C
- **Sensibilidad:** 3.85 Ω / °C
- **Resistencia nominal (0°C):** 1000Ω

Como se puede comprobar en las especificaciones técnicas, el sensor cumple con las recomendaciones del SMC en un rango de medida de 0 °C a 40 °C.

### 2.3.1.2 NTC

Para la elección del sensor NTC se ha hecho una comparativa entre sensores de un mismo fabricante (Betatherm), ya que éste presenta una amplia gama de sensores del tipo NTC. Como en el caso de los RTD las diferencias principales vienen en la exactitud y en la resistencia nominal (en este caso es a 25 °C). Para elegir un modelo u otro nos fijamos en Tabla 2.3:

**Tabla 2.3** Comparativa NTC's

Referencia sensor	Resistencia nominal (Ω)	Exactitud (°C)	Valor de Beta
10k3A1A	10000	±0,1°C	3892
10k3A1B	10000	±0,2°C	3892
10k3A1C	10000	±0,5°C	3892
10k3A1D	10000	±1°C	3892
10k4A1A	10000	±0,1°C	3575
10k4A1B	10000	±0,2°C	3575
10k4A1C	10000	±0,5°C	3575
10k4A1D	10000	±1°C	3575

En la tabla anterior sólo están introducidos los sensores de resistencia nominal de 10 K $\Omega$  ya que es la resistencia nominal que hemos decidido. El fabricante proporciona datos de otros valores de resistencia nominal.

Observando los tipos de sensores presentados anteriormente se descartaron los que tienen una exactitud mayor a la recomendada por el SMC.

No se eligieron los que tienen una exactitud de  $\pm 0,1$  °C ya que no estaban disponibles. Entre los dos sensores de exactitud  $\pm 0,2$  °C finalmente se eligió el 10k3A1B.

El sensor del tipo NTC escogido es el 10K3A1B del fabricante Betatherm [5].



Fig. 2.6 Sensor de temperatura. NTC 10K3A1B

El sensor escogido tiene una resistencia de 10K $\Omega$  a 25 °C. La relación entre la resistencia y la temperatura es exponencial y viene dada por la siguiente expresión:

$$R_x = A \cdot e^{\beta_0/T} \quad (4)$$

Las principales características del sensor son las siguientes:

- **Rango de medida:** -55 a +150 °C
- **Tolerancia:**  $\pm 0.2$  °C (0 a 70 °C)
- **Valor de Beta:** (0 a 50 °C)  $\beta=3892$
- **Valor de Alfa:** (25°C)  $\alpha= -4.68$  %/°C
- **Resistencia nominal (25°C):** 10 K $\Omega$

Como se puede comprobar en las especificaciones técnicas, el sensor cumple con las recomendaciones del SMC.

## 2.4 Elección de sensor de humedad

El sensor de humedad elegido es del tipo capacitivo. La principal razón por la cual hemos escogido un sensor capacitivo es debido a las recomendaciones que nos da el SMC. Otras razones que nos llevan a elegir este tipo son su alta linealidad, su amplio rango de detección y su buena estabilidad a largo plazo.

Para la elección del sensor de humedad relativa se ha hecho una búsqueda de este tipo de sensores de humedad. A continuación se expone una comparativa de tres sensores de humedad, dos sensores del fabricante Humirel y uno del fabricante Vishay:

**Tabla 2.4** Comparativa sensores de humedad capacitivos

	<b>HS1101 (Humirel)</b>	<b>HTS2030SMD (Humirel)</b>	<b>2381 691 90001 (Vishay)</b>	<b>Unidad</b>
<b>Rango de medida (RH)</b>	1 a 99	1 a 99	10 a 90	%
<b>Exactitud (10 a 90 %RH)</b>	±2	±2	±5	%
<b>Sensibilidad</b>	0,34	0,31	0,4±0,05	pF/%RH
<b>Capacidad nominal</b>	180 ± 3 @55%RH	180 ± 3 @55%RH	122±15% @43%RH	pF

El sensor 2381 691 90001 del fabricante Vishay fue descartado ya que su exactitud sobrepasa el valor recomendado por el SMC. Los sensores del fabricante Humirel, que si que cumplen con las recomendaciones del SMC, como se observa presenta características muy similares. Finalmente nos decidimos por el HS1101 [6] ya que el HTS2030SMD es del tipo SMD y su reducido tamaño nos dificultaría el manejo.

El sensor elegido para la detección de humedad relativa que será incorporado en el nodo sensor es el HS1101 del fabricante Humirel.



**Fig. 2.7** Sensor de humedad. Humirel HS1101

El sensor escogido tiene una capacidad de 180pF a 55% de humedad relativa. La expresión que relaciona la capacidad con la humedad relativa es la siguiente:

$$C(pF) = C @ 55\% \cdot (3,903 \cdot 10^{-8} RH^3 - 8,294 \cdot 10^{-6} RH^2 + 2,188 \cdot 10^{-3} RH + 0,898) \quad (5)$$

La típica curva de respuesta del sensor, que se obtiene bajo una temperatura de 25°C y una frecuencia de 10KHz, es la siguiente:

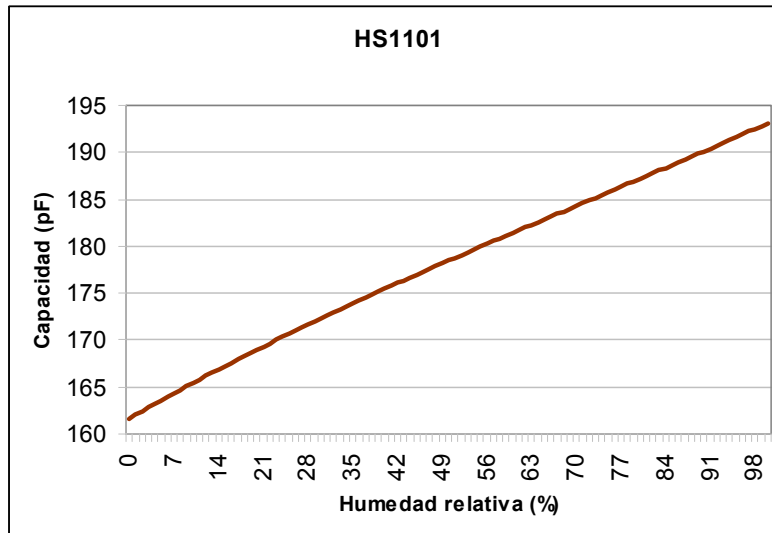


Fig. 2.8 Curva de respuesta del sensor HS1101

Las principales características del sensor son las siguientes:

- **Rango de medida:** 1 a 99 %
- **Tolerancia (10% a 90%):**  $\pm 2\%$
- **Sensibilidad (33% a 75%):** 0,34 pF/%RH
- **Capacidad nominal (55%):** 180 pF

Como se puede comprobar en las especificaciones técnicas, el sensor cumple con las recomendaciones del SMC.

Tanto la ecuación (5), como Fig. 2.8 pertenecen a la hoja de especificaciones del sensor HS1101LF. La curva respuesta del sensor HS1101 y la curva de respuesta del sensor HS1101LF son muy similares hasta humedades del 80 %. Se recomienda en trabajos posteriores utilizar el sensor HS1101LF ya que se obtiene una curva bastante lineal hasta humedades del 100%.

## 2.5 Elección sensor de CO<sub>2</sub>

A la hora de elegir el tipo sensor de CO<sub>2</sub> nos hemos fijado mucho en el consumo ya que será el único elemento activo en cuanto a sensores se refiere. Puesto que nuestra aplicación debe ser autónoma, conviene que este consumo sea el más pequeño posible. Por tanto la razón principal por la cual hemos escogido un sensor electroquímico y no un NDIR es el bajo consumo. Cabe destacar que no es la única ventaja ya que también es inferior el tamaño y el precio del sensor. Por el contrario los sensores electroquímicos tienen una vida más corta que los NDIR.

Ya que el tipo de sensor de CO<sub>2</sub> seleccionado son los electroquímicos a continuación en (Tabla 2.5) se realiza una comparación entre dos sensores de este tipo del fabricante Figaro (TGS4161 y TGS4160) y uno del fabricante Hanwei (MG811):

**Tabla 2.5** Comparativa sensores de CO<sub>2</sub> electroquímicos

	<b>TGS4161</b>	<b>TGS4160</b>	<b>MG811</b>
<b>Voltaje de calentamiento (V)</b>	5 ± 0,2 DC	5 ± 0,2 DC	6 ± 0,1 AC o DC
<b>Corriente de calentamiento (mA)</b>	50	250	200
<b>Consumo de potencia de calentamiento (mW)</b>	250	1250	1200
<b>Condiciones de trabajo</b>	-10 a 50 °C 5 a 95 %RH	-10 a 50 °C 5 a 95 %RH	- 20 a 50 °C 5 a 95 %RH
<b>EMF a 350 ppm de CO<sub>2</sub></b>	220~490 mV	220~490 mV	~ 325 mV
<b>ΔEMF EMF(350ppm) - EMF(3500ppm)</b>	44 ~ 72 mV	44 ~ 72 mV	No especificado
<b>Rango de detección (ppm)</b>	350 a 5000	350 a 30000	350 a 10000

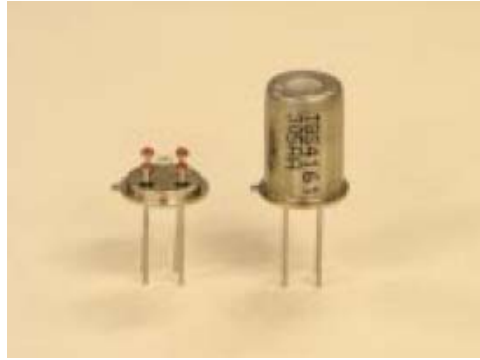
Como observamos en la tabla anterior las características de los tres sensores son similares aunque tienen algunas diferencias. Existe un compromiso entre el rango de concentración de CO<sub>2</sub> que queremos detectar y el consumo de cada sensor.

Como se puede apreciar el TGS4161 detecta un rango hasta los 5000 ppm (0,5%), que es el rango límite para los puestos de trabajo [14], por tanto creemos que es un rango adecuado para nuestra aplicación.

Por otro lado vemos que el consumo del TGS4161 es cinco veces menor que el consumo del TGS4160 y cuatro veces menor que el MG811.

Sí que es cierto que tanto el MG811 como el TGS4160 presentan un rango de trabajo dos y seis veces mayor que el TGS4161 respectivamente. En esta aplicación, ya que el sensor será incorporado en un nodo sensor autónomo, ha prevalecido el criterio del bajo consumo por encima de la detección de un rango más amplio y nos hemos decidido por el TGS4161.

El sensor elegido para la detección de CO<sub>2</sub> que será incorporado en el nodo sensor es el TGS4161 del fabricante Figaro.

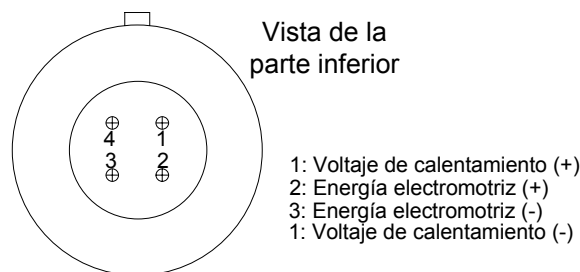


**Fig. 2.9** Sensor de CO<sub>2</sub>. TGS4161

Las principales características del TGS4161 son las siguientes:

- Alta selectividad del CO<sub>2</sub> respecto a otros gases
- Baja dependencia con la humedad
- Tamaño reducido
- Bajo consumo
- Alta durabilidad
- Tiempo de respuesta en cambios de CO<sub>2</sub> 1,5 minutos aproximadamente

Como se muestra en Fig. 2.10 para que el sensor TGS4161 funcione requiere de un voltaje de calentamiento ( $5 \pm 0,2$  V) entre los pins 1 y 4. Mediante una reacción electroquímica el sensor produce una fuerza electromotriz entre los pins 2 y 3.



**Fig. 2.10** Vista parte inferior TGS4161

## 2.6 Microcontrolador

### 2.6.1 Elección del microcontrolador

A continuación se exponen los criterios que debe cumplir el microcontrolador ( $\mu$ C):

- Bajo precio.
- Bajo consumo. El microcontrolador será alimentado con baterías y tiene que tener una autonomía mínima de un año.



- Diferentes estados de funcionamiento respecto a la alimentación (power modes), con el fin de reducir consumos de las diferentes partes que integran el  $\mu$ C. Posibilidad de dormir todos o algunos de los módulos, excepto los timers que mantienen latente el dispositivo.
- Dos pins con interrupciones externas, uno para el sensor de temperatura y el otro para el sensor de humedad.
- Un módulo de captura, que automáticamente cargue en un registro interno el valor de la medida de tiempo.
- Un mínimo de 7 pins de I/O para poder hacer las medidas de temperatura y humedad mediante la interfaz descrita en el capítulo posterior.
- El  $\mu$ C debe tener un convertidor AD para poder llevar a cabo la medida de CO<sub>2</sub>.
- Capacidad de alta gestión del puerto serie. USART con capacidad para trabajar como mínimo a 9600 baud/s.

Hasta el momento se había utilizado el ATtiny2313 [2] pero por los requisitos del sistema descritos anteriormente, sus prestaciones se han quedado limitadas. Para continuar con el mismo lenguaje de programación y poder utilizar parte del código que se utilizaba con el ATtiny2313 se ha decidido buscar otro microcontrolador del mismo fabricante. Por este motivo, se hace una comparativa entre el microcontrolador utilizado hasta el momento (ATtiny2313) y cuatro microcontroladores del fabricante Atmel.

**Tabla 2.6** Comparativa microcontroladores

	ATtiny13	ATtiny2313	ATmega88	ATmega32	ATmega162
<b>Flash (KB)</b>	1	2	8	32	16
<b>EEPROM (KB)</b>	0,0625	0.125	0.5	1	0,5
<b>SRAM (Bytes)</b>	62B + 32REG	128	1024	2048	1024
<b>MAX i/o Pins</b>	6	18	23	32	35
<b>Vcc (V)</b>	1.8-5.5	1.8-5.5	1.8-5.5	2.7-5.5	1.8-5.5
<b>16 bit timers</b>	-	1	1	1	2
<b>8 bits timers</b>	1	1	2	2	2
<b>UART</b>	-	1	1	1	2
<b>10 bit A/D channels</b>	4	--	8	8	--
<b>Interrupts</b>	9	8	26	19	28
<b>Ext interrupts</b>	6	2	26	3	3

La principal razón por la que se ha tenido que cambiar de microcontrolador es la ausencia de convertidor AD en el ATtiny2313.

Se descarta el ATtiny13, ya que aunque sí tiene convertidor AD, sólo tiene 6 pins de I/O cuando el requisito para hacer las medidas de temperatura y humedad es que haya un mínimo de 7 pins de I/O.

El ATmega162, aunque sí que cumple el requisito de pins de I/O, no cumple el requisito de contener el conversor AD incorporado.

El ATmega32 y el ATmega88 cumplían todos los criterios de selección. La elección se decantó por el ATmega88 ya que tiene un coste tres veces menor que el ATmega32.

El ATmega88 es un microcontrolador CMOS de 8 bits de bajo consumo basado en la arquitectura RISC (Reduced Instruction Set Computer). Gracias a la ejecución de potentes instrucciones en un sólo ciclo de reloj, este microcontrolador consigue rendimientos cercanos a 1MIPS (Millones de instrucciones por segundo), permitiendo al diseñador del sistema optimizar el consumo frente a la velocidad de procesamiento.

Sus principales características son las siguientes:

- 8 Kbytes de memoria flash para almacenar código
- 512 Bytes de memoria EEPROM para almacenar datos
- 1 Kbyte SRAM
- 23 puertos de I/O
- 3 *timers/counters* con modos de comparación (uno de 16 bits y dos de 8 bits)
- Interrupciones internas y externas
- USART para comunicarse fácilmente con un PC u otro dispositivo.
- 5 modos de ahorro de energía. *Idle mode*, *ADC Noise Reduction mode*, *Power-save mode*, *Power-down mode*, y *Standby mode*.
- Consumo inferior a 1µA en el modo de más bajo consumo

## CAPÍTULO 3. DESARROLLO DEL NODO SENSOR

### 3.1 Introducción

Una vez seleccionado todos los sensores necesarios, así como el microcontrolador, la siguiente fase del proyecto es el desarrollo del nodo sensor.

En la primera parte de este capítulo, se especifica y describe el interfaz de medida seleccionado para el nodo sensor. Se describen las configuraciones para el sensor de temperatura, humedad y CO<sub>2</sub> y acto seguido, se explica la programación del microcontrolador. De igual modo se presentan las principales diferencias en código entre el ATtiny2313 (microcontrolador utilizado anteriormente) y el ATmega88 (microcontrolador elegido para el nodo sensor).

En el segundo, tercer y cuarto apartado se detallan los sistemas de temperatura, humedad y CO<sub>2</sub> respectivamente. En todos los casos se justifica la elección de todos los componentes que forman cada sistema.

Posteriormente se presenta el sistema completo con los tres sistemas de medida incorporados. Además de los tres sistemas de medida el nodo sensor esta previsto de otras partes que son esenciales en el funcionamiento del mismo. En este apartado se citan estas partes.

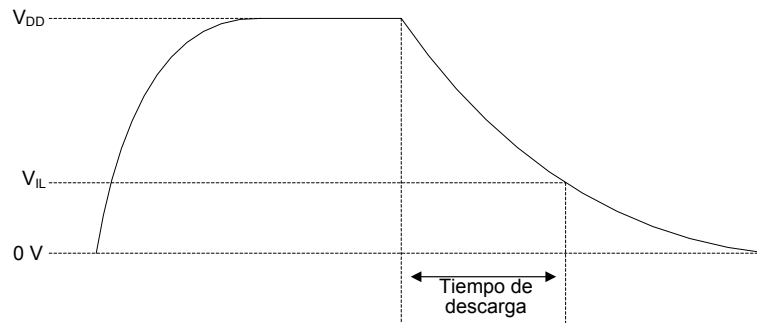
Finalmente se hace una estimación de costes de cada uno de los componentes que integran el nodo sensor y se especifican las características que tiene el nodo sensor final.

### 3.2 Interfaz de medida

Una vez definida la elección de sensores y microcontrolador se debe definir el interfaz de medida para poder acondicionar la señal y transformar la magnitud física en eléctrica. El interfaz de medida nos permitirá capturar estas señales para poder procesarlas e interpretarlas correctamente. El interfaz de medida que se utilizará de aquí en adelante es un interfaz directo sensor a microcontrolador desarrollado anteriormente en [2].

#### 3.2.1 Método de medida

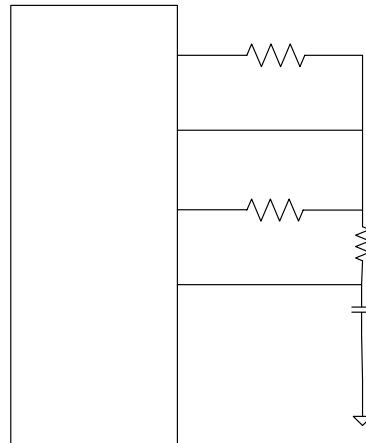
El interfaz directo consiste en incluir un sensor resistivo o capacitivo en un circuito RC. Este circuito se alimenta mediante un microcontrolador, el cual también tiene la función de medir el tiempo de carga o de descarga (Fig. 3.1) hasta un voltaje umbral ( $V_{IL}$ ).



**Fig. 3.1** Descarga del condensador a través del sensor

### 3.2.2 Configuración para el sensor de temperatura

La figura (Fig. 3.2) muestra la configuración del circuito para el sensor de temperatura ( $R_x$ ), donde se utiliza calibración a dos puntos,  $R_C$  (Pin 4) y un cortocircuito (Pin 3).



**Fig. 3.2** Circuito para medir el valor del sensor de temperatura

El principio de funcionamiento del circuito es el siguiente:

En primer lugar el condensador (C) tiene que estar descargado, por tanto, los pins 2, 3, y 4 del microcontrolador tienen que estar en alta impedancia (HZ). A continuación se configura el pin 1 como salida con valor '1' lógico ( $V_{DD}$ ). De esta manera el condensador (C) se carga hasta llegar a una tensión  $V_{DD}$ .

Una vez el condensador (C) está cargado, el pin 2 se configura como salida con valor '0' lógico (0,0 V) y el resto de pins como entrada de alta impedancia. Esto provoca que el condensador (C) se descargue a través de  $R_x$  y R (introducida para proteger los puertos ya que aceptan una corriente máxima de 40 mA).

El tiempo que transcurre en la descarga, desde el momento inicial hasta que la tensión cae por debajo de la tensión umbral ( $V_{IL}$ ) se obtiene a partir de:

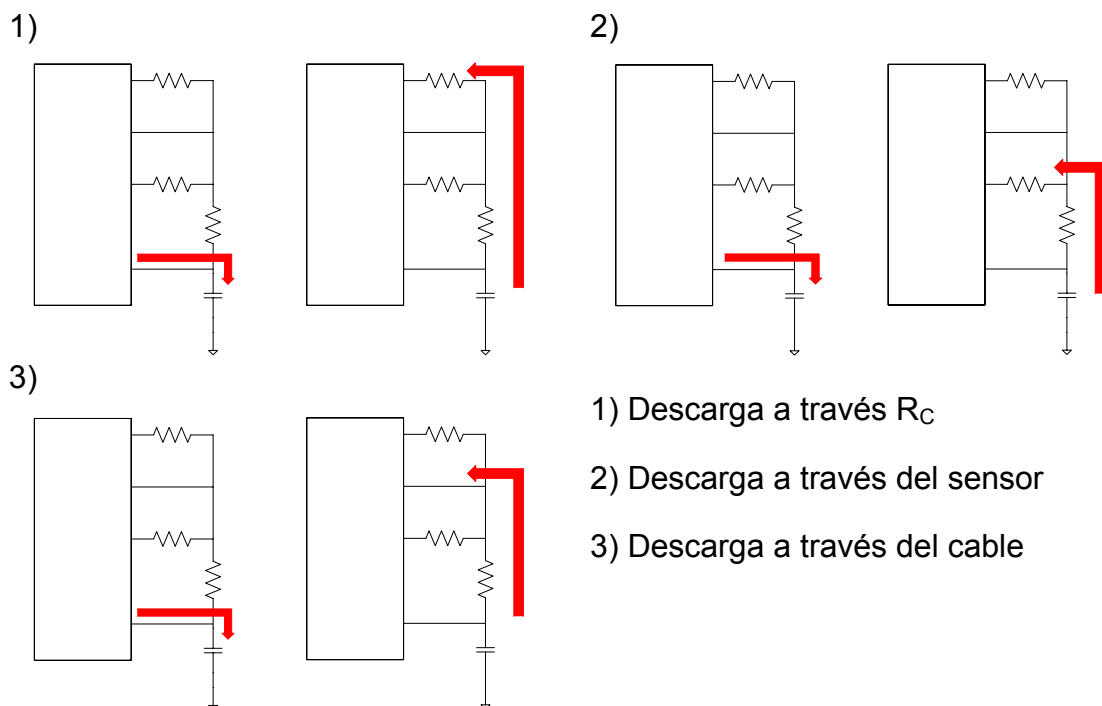
$$t_d = \tau \cdot \ln\left(\frac{V_{DD}}{V_{IL}}\right) \quad (6)$$

En la fórmula (6),  $\tau = R_x \cdot C$ . En nuestro caso el tiempo de descarga se mide con un temporizador interno del  $\mu C$ , el cual utiliza como referencia un periodo de reloj externo ( $T_{CLK}$ ). Por tanto el tiempo de descarga también lo podremos expresar como:

$$t_d = N_x \cdot T_{CLK} \quad (7)$$

En (7),  $N_x$  representa al número de cuentas del temporizador.

El proceso descrito anteriormente se repite para la resistencia de calibración ( $R_C$ ) y el cortocircuito como se observa en la figura (Fig. 3.3).



**Fig. 3.3** Proceso de carga y descarga a través de la resistencia de calibración, sensor y cortocircuito

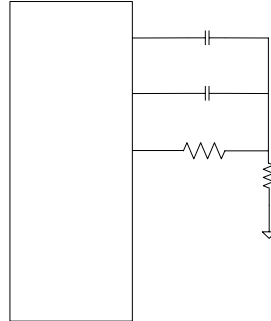
Para conseguir el valor final del sensor para cada temperatura aplicaremos la siguiente ecuación:

$$R_x = \frac{N_x - N_{CC}}{N_C - N_{CC}} \cdot R_C \quad (8)$$

En la ecuación (8),  $N_C$  y  $N_{CC}$  representan respectivamente el número de cuentas medidas por  $R_C$  y el cortocircuito.

### 3.2.3 Configuración para el sensor de humedad

La figura (Fig. 3.4) muestra la configuración del circuito para el sensor de humedad ( $C_X$ ), donde  $C_C$  es el condensador de calibración.



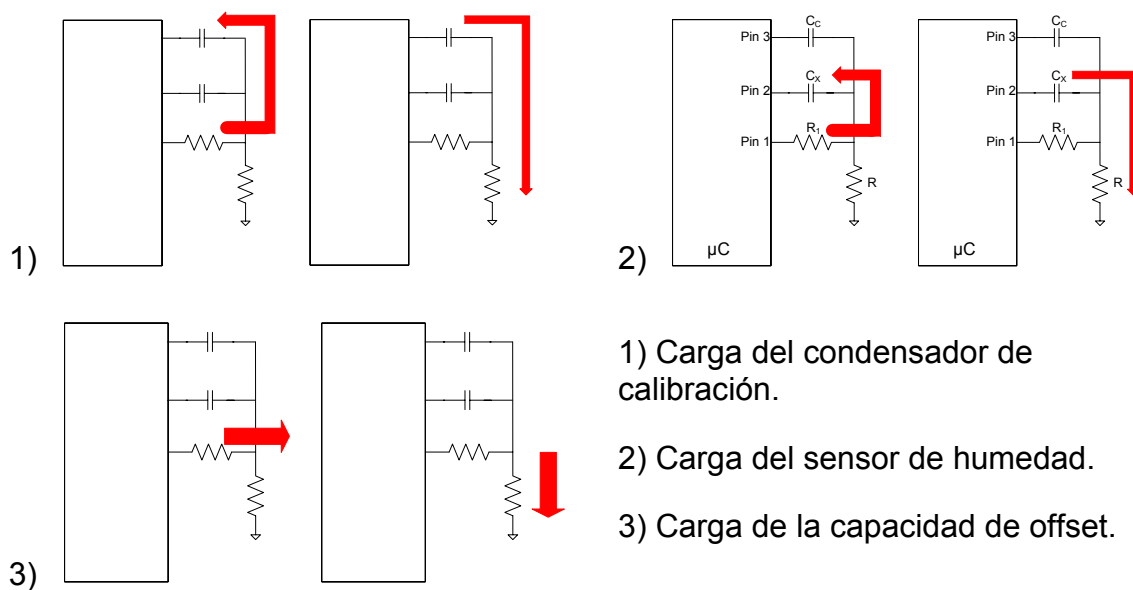
**Fig. 3.4** Circuito para medir el valor del sensor de humedad

El método para medir la humedad es similar al método de medición de temperatura explicado anteriormente.

En este caso, en primer lugar se configura el pin 3 como salida con valor '0' lógico (0V) y el pin 2 como entrada de alta impedancia (HZ). A continuación se configura el pin 1 como salida con valor '1' lógico por tanto se carga el condensador  $C_C$ .

Una vez cargado el condensador de calibración ( $C_C$ ), se configuran el pin 1 y el pin 2 como entradas de alta impedancia, por tanto se produce la descarga por  $R$ .

Este proceso se repite para el sensor capacitivo y por la capacidad que presenta el circuito abierto (medida de offset) como muestra la figura (Fig. 3.5).



**Fig. 3.5** Proceso de carga y descarga del condensador de calibración y del sensor de humedad

La resistencia R1 se añade para reducir el ruido procedente del pin 1 cuando está en estado alto en el proceso de carga.

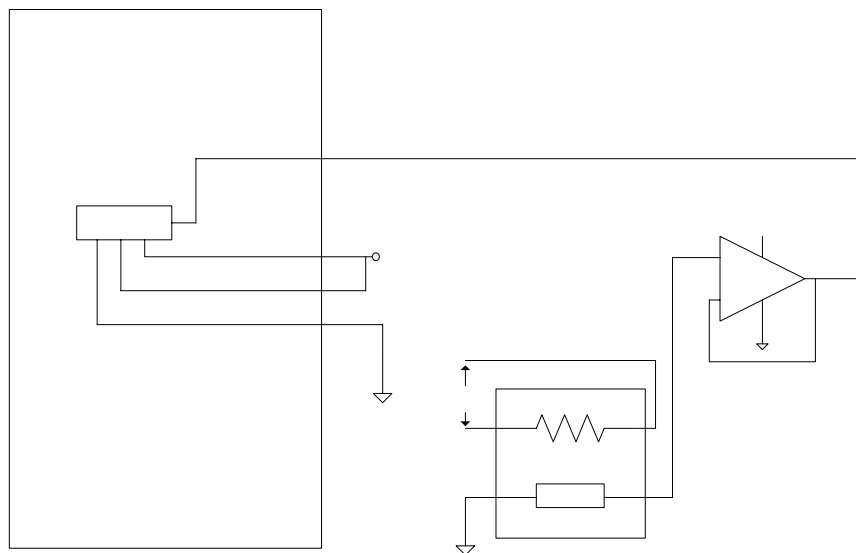
Para calcular el valor del sensor de humedad ( $C_x$ ) se obtiene a partir de la siguiente expresión:

$$C_x = \frac{N_x - N_{off}}{N_c - N_{off}} \cdot C_c \quad (9)$$

Donde  $N_x$ ,  $N_c$  y  $N_{OFF}$  representan el número de cuentas medidas por el sensor de humedad, el condensador de calibración y por el circuito abierto (medida de offset).

### 3.2.4 Configuración del conversor AD para el sensor de CO<sub>2</sub>

La figura (Fig. 3.6) muestra la configuración del circuito para la medida de CO<sub>2</sub>.



**Fig. 3.6** Circuito para medir el valor del sensor de CO<sub>2</sub>

Como observamos en la figura (Fig. 3.6) para obtener el valor de concentración de CO<sub>2</sub> en el ambiente necesitamos el conversor A/D del microcontrolador ya que el sensor, en este caso, nos proporciona una fuerza electromotriz (EMF).

El microcontrolador elegido en el apartado 2.6.1 contiene un conversor A/D de 10 bits. El conversor A/D está compuesto por seis canales para introducir señales analógicas y tres terminales para alimentar el conversor ( $A_{VCC}$ ), para conectarlo a masa (GND) y para introducirle un voltaje de referencia ( $A_{REF}$ ).

El voltaje de referencia indica el rango de la conversión A/D para el registro ADC, que es donde se almacena la conversión. Puede ser seleccionado como

el mismo voltaje con el que alimentamos el conversor A/D ( $A_{V_{CC}}$ ), con un voltaje de referencia interno (1,1V) o con un voltaje de referencia externo ( $A_{REF}$ ). Para esta aplicación, como voltaje de referencia, utilizamos un voltaje de referencia externo ( $A_{REF}$ ).

A la hora de realizar la conversión, el conversor A/D se puede programar para hacer una única conversión (single mode) o de manera que en todo momento esté convirtiendo (modo *free running*). Para esta aplicación el conversor se programa en modo *free running* ya que de esta manera no necesitamos inicializar el conversor después de cada conversión.

Para obtener el resultado de la conversión A/D, una vez esta conversión ha finalizado, se debe consultar el registro resultado ADC. Ya que el conversor es de 10 bits el resultado se almacena en dos registros de 8 bits (ADCL, ADCH).

Para una conversión, el resultado es:

$$ADC = \frac{V_{IN} \cdot 1024}{V_{REF}} \quad (10)$$

Donde  $V_{IN}$  es el voltaje de entrada por el canal ADC y  $V_{REF}$  es el voltaje de referencia seleccionado.

### 3.2.5 Programación

Las acciones a realizar conjuntamente entre el microcontrolador y cada uno de los sensores (según el proceso explicado en los apartados 3.2.2, 3.2.3 y 3.2.4) se detallan a continuación:

- Obtención de medidas de temperatura:
  - 1) Configuración del puerto serie.
  - 2) Configuración del modo SLEEP.
  - 3) Configuración para interrupciones externas.
  
  - 4) Carga del condensador.
  - 5) Activación global de interrupciones.
  - 6) Descarga por resistencia de calibración ( $R_C$ ).
  - 7) Entrar en modo SLEEP.
  - 8) Lectura de tiempos.
  
  - 9) Carga del condensador.
  - 10) Activación global de interrupciones.
  - 11) Descarga por sensor ( $R_X$ ).
  - 12) Entrar en modo SLEEP.
  - 13) Lectura de tiempos.
  
  - 14) Carga del condensador.
  - 15) Activación global de interrupciones.



- 16) Descarga por cortocircuito.
  - 17) Entrar en modo SLEEP.
  - 18) Lectura de tiempos.
  
  - 19) Enviar medida.
- Obtención de medidas de humedad relativa:
    - 1) Configuración del puerto serie.
    - 2) Configuración del modo SLEEP.
    - 3) Configuración para interrupciones externas.
  
    - 4) Carga de condensador de calibración ( $C_C$ ).
    - 5) Activación global de interrupciones.
    - 6) Descarga por la resistencia.
    - 7) Entrar en modo SLEEP.
    - 8) Lectura de tiempos.
  
    - 9) Carga del sensor ( $C_X$ ).
    - 10) Activación global de interrupciones.
    - 11) Descarga por la resistencia.
    - 12) Entrar en modo SLEEP.
    - 13) Lectura de tiempos.
  
    - 14) Carga de circuito abierto ( $C_{OFF}$ ).
    - 15) Activación global de interrupciones.
    - 16) Descarga por la resistencia.
    - 17) Entrar en modo SLEEP.
    - 18) Lectura de tiempos.
  
    - 19) Enviar medida.
  
  - Obtención de medidas de nivel de  $CO_2$ :
    - 1) Configuración del puerto serie.
    - 2) Configuración conversor A/D.
  
    - 3) Selección de canal de entrada.
    - 4) Comenzar la conversión
    - 5) Bucle que espera la finalización de la conversión
    - 6) Lectura de medida
  
    - 7) Enviar medida.

Antes de empezar a obtener medidas se hace una configuración donde se definen las siguientes condiciones:

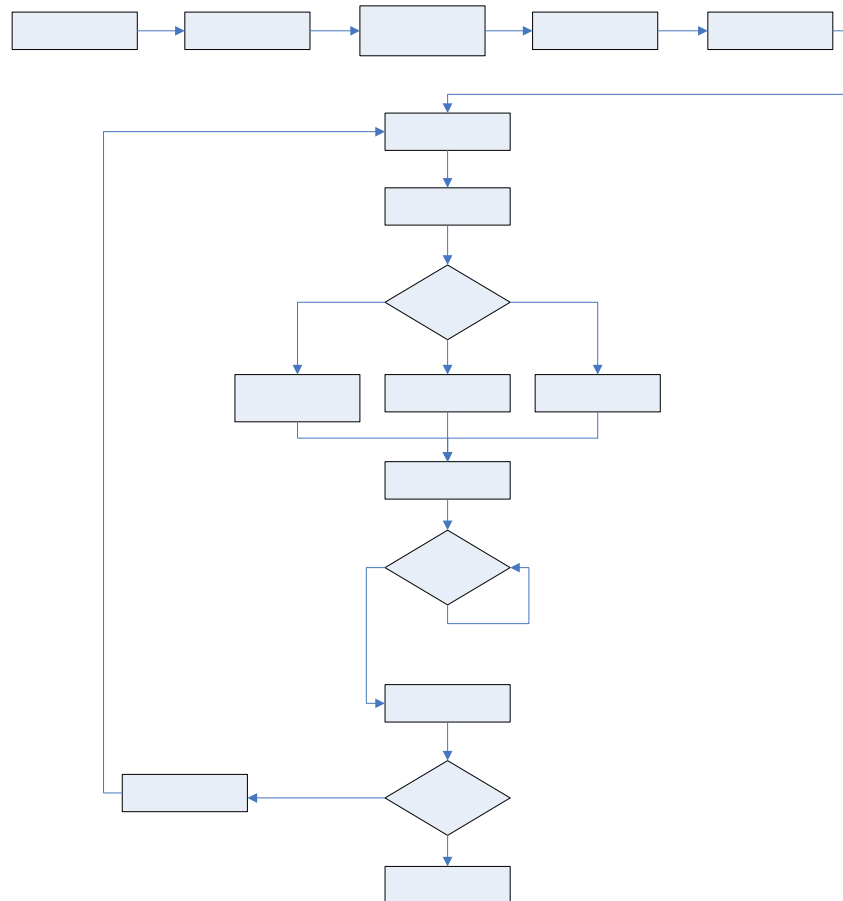
- **Puerto serie:** Se trabaja a 20 MHz, con una velocidad de 9600 bauds/s y los parámetros de comunicación son 8 bits de datos, 1 de stop y sin paridad.
- **Configuración del modo SLEEP:** Se configura el modo SLEEP como *idle mode*. Este modo para la CPU (Unidad central de procesamiento)

pero siguen funcionando el timer, las interrupciones, el conversor AD, etc.

- **Conversor AD:** El reloj del conversor AD trabaja a una frecuencia de 625 KHz, el voltaje de referencia es el pin AREF y el modo de trabajo del conversor AD es *free running* (3.2.4).
- **Configuración interrupciones externas:** Se activan las interrupciones externas INT0 e INT1 en modo caída descendente en ambos casos.

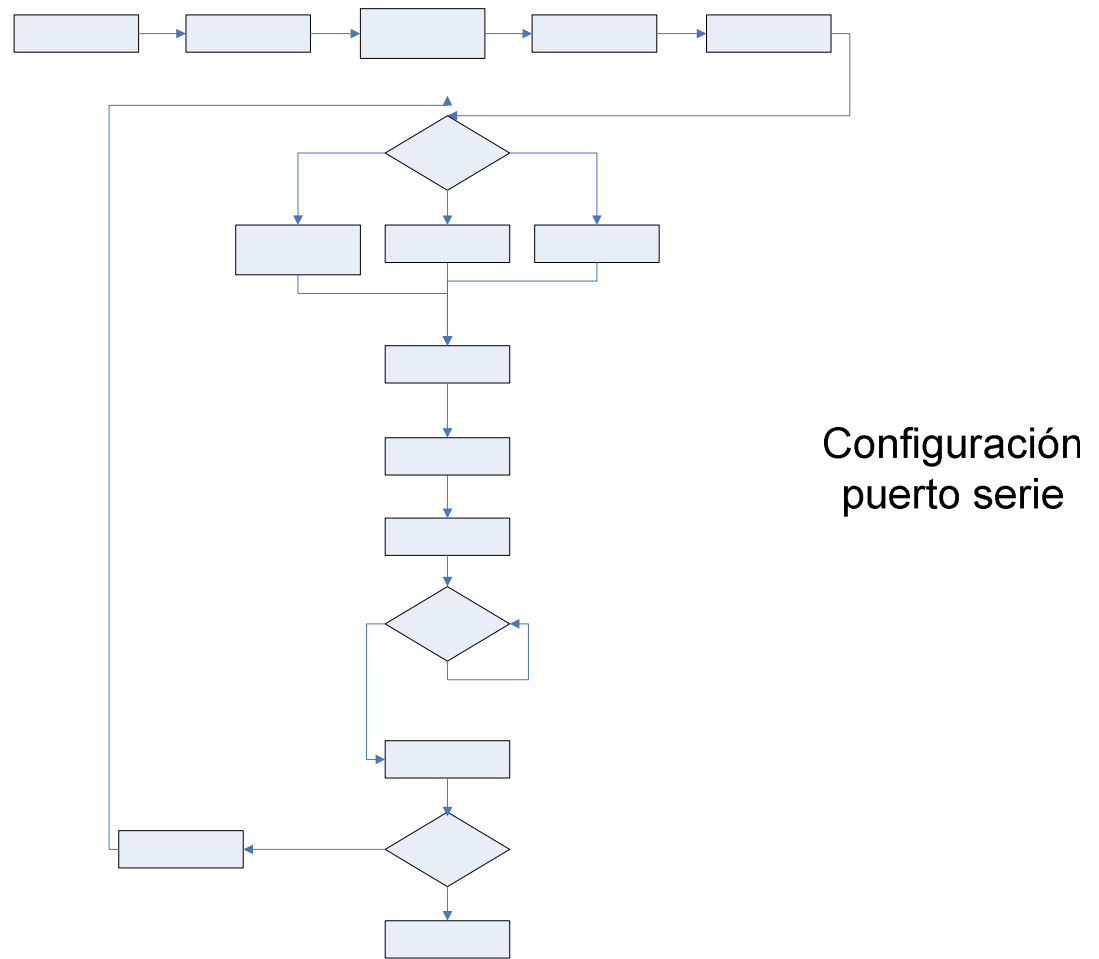
La medida de temperatura empieza con la carga del condensador por el pin PD2 [3]. Una vez cargado el condensador se hace una activación global de las interrupciones (global interrupt enable) que posibilita que se produzcan interrupciones. Acto seguido se produce la descarga por la resistencia y el microcontrolador entra en modo "SLEEP". El microcontrolador permanece dormido hasta que no se produce una interrupción externa. La interrupción externa se produce cuando el valor de la tensión es inferior al valor umbral ( $V_{IL}$ ) como muestra la figura (Fig. 3.1). Una vez se produce la interrupción se procede a la lectura del timer1.

A continuación se detalla el diagrama de flujo para la obtención de las medidas de temperatura en base a lo expuesto en el apartado 3.2.2.



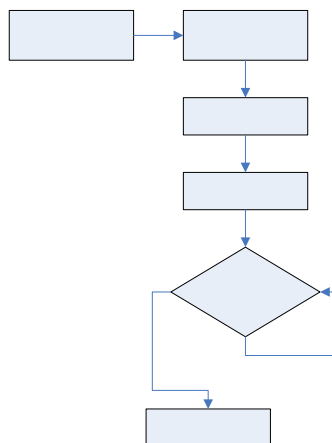
**Fig. 3.7** Fases de la programación del bloque de temperatura

A continuación se detalla el diagrama de flujo para la obtención de las medidas de humedad relativa.



**Fig. 3.8** Fases de la programación del bloque de humedad relativa

En la medida de  $\text{CO}_2$ , una vez configurado el conversor AD, se selecciona el canal de entrada al microcontrolador. Posteriormente se inicia la conversión y acto seguido se entra en un bucle que termina una vez la conversión finaliza. Una vez finalizada la conversión se procede a leer el valor del registro ADC que es donde se almacena el resultado de la conversión. A continuación se detalla el diagrama de flujo para la obtención de las medidas de concentración de  $\text{CO}_2$ .



**Fig. 3.9** Fases de la programación del bloque de nivel de  $\text{CO}_2$

### 3.2.6 Migración de ATtiny2313 a ATmega88

En este proyecto se parte de un código de referencia [2] que se utilizaba con el microcontrolador ATtiny2313. Ya que por requisitos del sistema se ha tenido que cambiar de microcontrolador, la programación sufre algunos cambios. Cabe destacar que los cambios son pocos ya que el microcontrolador seleccionado en el apartado 2.6.1 es del mismo fabricante que el ATtiny2313.

A continuación se añade una tabla con las modificaciones de los registros en la migración del ATtiny2313 al ATmega88.

**Tabla 3.1** Migración de ATtiny2313 a ATmega88

Registros		Función
ATtiny2313	ATmega88	
UBRR = 25	UBRR0H=0x00 UBRR0L=0x81	Pasamos de un reloj de 4 MHz a un reloj de 20 MHz, pero se mantiene la velocidad de transmisión de datos de 9600 bits/s
UCR =0x18	UCSR0A=0x00 UCSR0B=0x18 UCSR0C=0x06	Habilitar la recepción de datos por el puerto serie
TIMSK=0x01	TIMSK0=0x01	No se habilitan las interrupciones debidas al timer1
MCUCR =0x02	EICRA=0x02	Se obtiene una interrupción externa por flanco de bajada
GIMSK =0x40	EIMSK=0x01	Se activa la interrupción externa INT0
GIFR=0x40	EIFR=0x02	Se desactiva el flag indicador de interrupción externa
SREG =0x80	#asm("sei")	Se hace un global interrupt enable
TCNT1=0x000 0	TCNTH <sup>1</sup> =0x00 TCNTL=0x00	Se ponen el timer1 a cero
MCUCR =0x20	SMCR =0x01	Se habilita el modo SLEEP
asm ("sleep")	#asm ("sleep")	Se entra en modo SLEEP esperando recibir una interrupción
MCUCR&=~0x 20	SMCR&=~0x01	Se deshabilita el modo SLEEP

<sup>1</sup> A la hora de escribir en el registro TCNT siempre se hace primero en TCNTH y después en TCNTL [3]. A la hora de leerlos se hace al revés, primero TCNTL y después el TCNTH.

A continuación observamos los registros relacionados con el conversor A/D, registros que no estaban incluidos en el código del cual partimos, en la tabla.3.2.

**Tabla 3.2** Registros relacionados con el conversor A/D

Registros nuevos ATmega88	Función
ADMUX	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Seleccionar el canal de entrada al conversor AD</li> <li>• Seleccionar el voltaje de referencia</li> </ul>
ADCSRA	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Habilitar el conversor A/D</li> <li>• Empezar la conversión A/D</li> <li>• Definir el factor de división para el reloj del conversor A/D</li> </ul>
ADCSRB	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Seleccionar el modo de conversión A/D</li> </ul>

### 3.3 Sistema sensor de temperatura

Para el sistema sensor de temperatura se han reservado cuatro pins del microcontrolador de entrada y salida (I/O) y la correspondencia con la figura (Fig. 3.2) es la siguiente:

- Pin 1: PD2 (INT0)
- Pin 2: PB4
- Pin 3: PB3
- Pin 4: PB5

Como se ha comentado anteriormente en el apartado 2.3 se han elegido un NTC y un RTD por tanto a continuación se describen los sistemas sensor de cada uno de ellos.

#### 3.3.1.1 NTC

El sistema tiene que tener una resolución de  $0,1^{\circ}\text{C}$  (tal y como se ha comentado en el apartado 2.2.2.1), en el margen de medidas de  $0^{\circ}\text{C}$  a  $40^{\circ}\text{C}$ . Una resolución de  $0,1^{\circ}\text{C}$  traducido a omhs es  $10,98 \Omega$  ( $55^{\circ}\text{C}$ ) y  $177,77 \Omega$  ( $0^{\circ}\text{C}$ ).

Como se puede observar en la figura (Fig. 3.2) los elementos del sistema sensor son la resistencia de calibración ( $R_C$ ), un condensador (C) para llevar a cabo la descarga, una resistencia (R) que tiene como función no sobrepasar la corriente máxima que establece el microcontrolador en pins de I/O y el propio sensor de temperatura.

Para obtener  $R_C$  nos fijamos en el rango de medida que se puede obtener utilizando el sensor NTC. El rango de medida va de 5,351 K $\Omega$  (40°C) a 33,027 K $\Omega$  (0°C). Por tanto se elige una  $R_C$  de 15K $\Omega$  ya que es un valor intermedio.

La elección de la resistencia de protección viene condicionada por la corriente en un pin I/O máxima que permite el microcontrolador. La corriente máxima permitida es de 40mA en un pin I/O [3]. Se elige un valor de 330  $\Omega$  ya que con una tensión de 5V se cumple la condición.

Para obtener el valor de C se parte de la expresión (6). De aquí obtenemos

$$\Delta T_d = \Delta \tau \cdot \ln\left(\frac{V_{DD}}{V_{IL}}\right) \quad (11)$$

Donde  $\Delta \tau = \Delta R \cdot C$ .  $V_{DD}$  es la tensión de alimentación mientras que las hojas de especificaciones del ATmega88 dicen que  $V_{IL}$  es  $V_{DD} \cdot 0,3$  [3]. A partir de (7) obtenemos que la mínima resolución temporal es la resolución del reloj externo ( $T_{CLK}$ ), por tanto se tiene que cumplir que

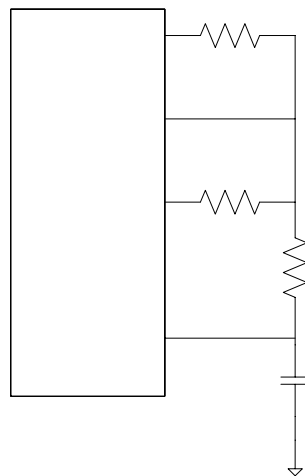
$$\Delta t_d \geq T_{CLK} \quad (12)$$

La resolución más restrictiva obtenida en este mismo apartado es de 21,28  $\Omega$ , por tanto el valor mínimo para el condensador (C) es:

$$C \geq \frac{T_{CLK}}{\Delta R \cdot \ln\left(\frac{V_{DD}}{V_{IL}}\right)} = \frac{1}{10,98 \cdot \ln\left(\frac{5}{1,5}\right) \cdot 20 \cdot 10^6} \geq 3,78 \text{ nF} \quad (13)$$

El valor comercial escogido para el condensador es de 100nF ya que así se cumple la resolución deseada.

En Fig. 3.10 observamos el sistema sensor de temperatura final.



**Fig. 3.10** Sistema sensor temperatura NTC

### 3.3.1.2 RTD

En este caso la resolución de  $0,1^{\circ}\text{C}$  traducida a ohms es constante en todo el margen de temperaturas y es de  $0,385 \Omega$ .

Como en el caso del NTC, vamos a proceder a calcular los valores de cada uno de los elementos que componen el sistema sensor de temperatura en el caso del sensor Pt1000.

El valor comercial para la resistencia de calibración ( $R_C$ ) escogido en este caso es de  $1,5\text{K}\Omega$ . En este caso no es posible hacer como en el caso anterior de elegir una resistencia de calibración que este comprendida entre los dos caso extremos ( $0^{\circ}\text{C}$  y  $40^{\circ}\text{C}$ ) ya que es muy reducido. Por tanto se ha elegido un valor cercano a la resistencia nominal del sensor.

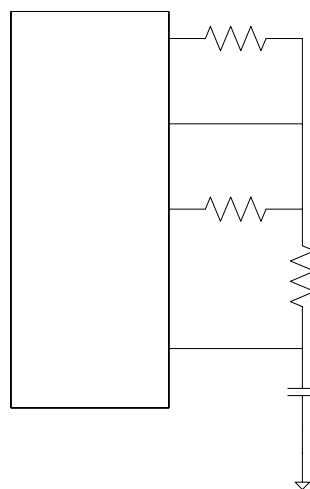
La resistencia de protección ( $R$ ) es de  $330 \Omega$  por las mismas razones que en el apartado anterior.

Para elegir el condensador ( $C$ ) se sigue el mismo razonamiento del subapartado 3.3.1.1, y se obtiene a partir de

$$C \geq \frac{T_{\text{CLK}}}{\Delta R \cdot \ln\left(\frac{V_{\text{DD}}}{V_{\text{IL}}}\right)} = \frac{1}{0,385 \cdot \ln\left(\frac{5}{1,5}\right) \cdot 20 \cdot 10^6} \geq 0,107 \mu\text{F} \quad (14)$$

El valor comercial escogido para el sensor en este caso es de  $1\mu\text{F}$  ya que se cumple la resolución deseada.

En Fig. 3.11 observamos el sistema sensor de temperatura final.



**Fig. 3.11** Sistema sensor temperatura Pt1000

### 3.4 Sistema sensor de humedad

Para el sistema sensor de humedad se han reservado tres pins del microcontrolador de entrada y salida (I/O) y la correspondencia con la figura (Fig. 3.4) es la siguiente:

- Pin 1: PD3 (INT1)
- Pin 2: PB1
- Pin 3: PB2

El sistema tiene que tener una resolución de 1% (tal y como se ha comentado el apartado 2.2.3.1), en todo el margen de medida. Una resolución del 1% traducido a Faradios es 0,37 pF (0%RH) y 0,28 pF (100%RH).

A continuación se calculan los valores de los componentes que van a componer el sistema sensor de humedad. Cabe destacar

Para obtener el valor del condensador de calibración ( $C_C$ ) observamos el rango de medida del sensor de humedad HS1101. El rango de medida va desde 161,6 pF (0%RH) hasta 193,1pF (100%RH). Por tanto se elige un  $C_C$  de 180pF ya que es un valor intermedio.

Siguiendo el razonamiento desarrollado en el apartado 3.3.1.1, obtenemos la resistencia de descarga mínima que permita cumplir la resolución establecida anteriormente, 1%RH, que traducida a capacidad es 0,28 pF.

$$R \geq \frac{T_{CLK}}{\Delta C \cdot \ln\left(\frac{V_{DD}}{V_{IL}}\right)} \geq \frac{1}{20 \cdot 10^6 \cdot 0,28 \cdot 10^{-12} \cdot \ln\left(\frac{5}{1,5}\right)} \geq 0,14831849 \text{ M}\Omega \quad (15)$$

El valor comercial escogido para la resistencia (R) es de 1M $\Omega$  ya que se cumple la resolución deseada.

El valor comercial para R1 escogido es de 10k $\Omega$ . Con este valor vemos que la carga se efectuará en pocos microsegundos.

En la siguiente figura (Fig. 3.12) observamos el sistema sensor de humedad final.



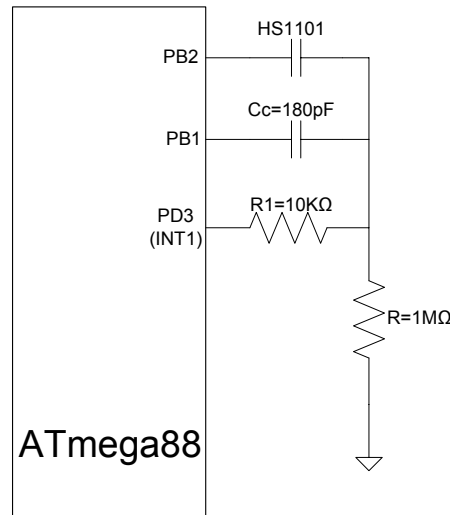


Fig. 3.12 Sistema sensor humedad HS1101

### 3.5 Sistema sensor de CO<sub>2</sub>

Como observamos en Fig. 3.6 el sensor TGS4161 está acondicionado con un circuito de amplificación a su salida ya que la salida del sensor va de 220 a 490 mV, según el fabricante [7]. El fabricante propone un amplificador inversor como se muestra en la figura (Fig. 3.13) siguiente:

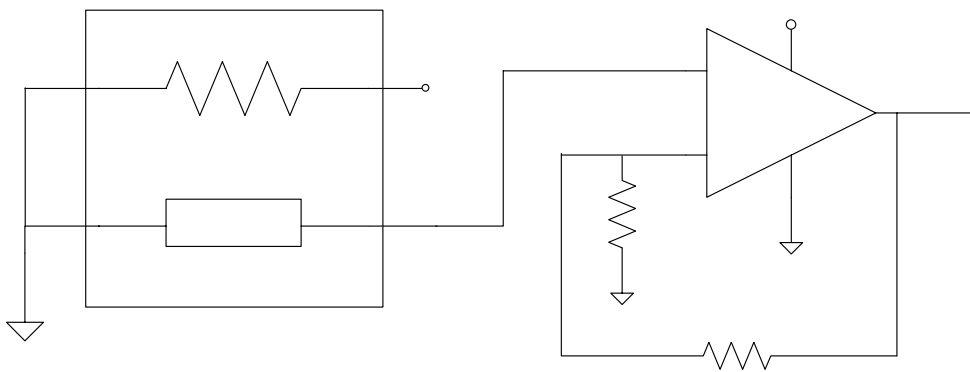


Fig. 3.13 Sistema amplificación del sensor TGS4161

La ganancia propuesta para el sistema de amplificación es de 5 para trabajar con valores intermedios entre 0 y 5 V, ya que la salida máxima que puede tener el sensor TGS4161 según el fabricante es de 490 mV.

Para obtener R1 y R2 sabiendo que se quiere una amplificación de 5 aplicamos la siguiente ecuación:

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = G = \frac{R2 + R1}{R1} \quad (16)$$

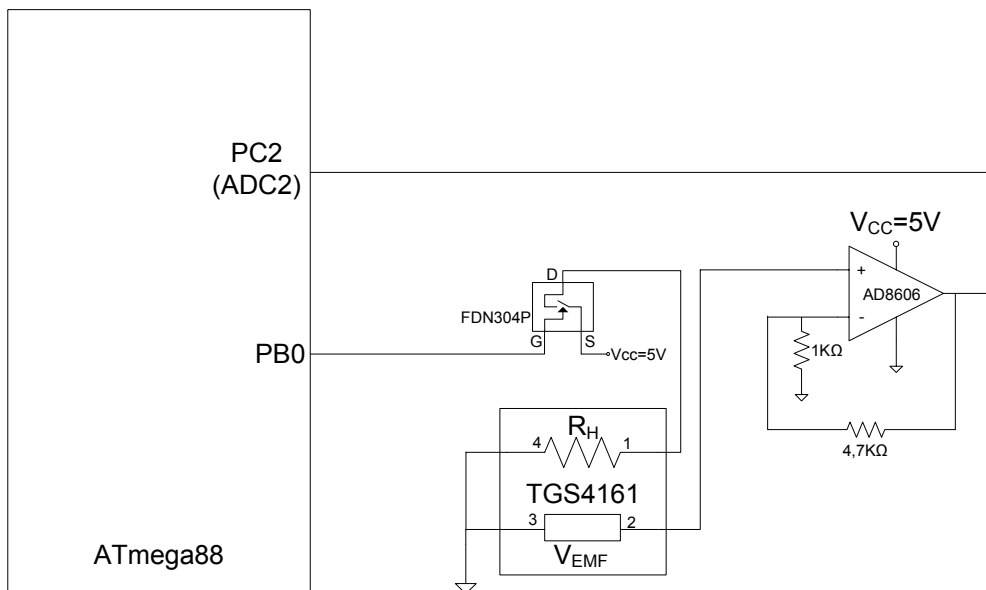
Por tanto para el valor de R1 se eligió 1K $\Omega$  y para valor de R2 se eligió 4,7 K $\Omega$  obteniendo una amplificación teórica de 5,7.

Una vez diseñado el circuito de amplificación se realizó una búsqueda de amplificadores operacionales. Finalmente nos decidimos por el amplificador AD8606 [8] del fabricante ANALOG DEVICE. El criterio de decisión fue el bajo consumo, que fuera 'rail to rail' y que se alimentara a la tensión del sistema.

Con el circuito de amplificación definido nos planteamos la manera de alimentar el sensor. Inicialmente surgió la idea de alimentarlo directamente desde un pin del microcontrolador, pero esta idea se descartó ya que en la hoja de especificaciones del fabricante observamos que la entrada o salida máxima de los pins I/O es de 40 mA y la alimentación del TGS4161 es de 50 mA.

Finalmente se decidió utilizar un interruptor controlado por el microcontrolador para alimentar el sensor TGS4161. El interruptor elegido es un FDN304P [9] del fabricante FAIRCHILD. El criterio para elegir este interruptor fue básicamente la disponibilidad en el laboratorio del mismo.

En Fig. 3.14 observamos el sistema sensor de CO<sub>2</sub> final:



**Fig. 3.14** Sistema sensor de CO<sub>2</sub> TGS4161

### 3.6 Sistema completo

En el anexo I podemos observar el nodo sensor al completo formado por los diferentes sistemas de medida: sensor temperatura, sensor humedad y sensor CO<sub>2</sub>.

El nodo sensor dispone, aparte de los sistemas de medida descritos en capítulos anteriores, de otras partes como el reloj externo (20 MHz), el reset o el módulo de comunicación serie. Además se introducen condensadores tanto en las alimentaciones del microcontrolador como en la alimentación del sensor de CO<sub>2</sub> con el fin de reducir el ruido.

A continuación se añade un listado de resistencias y condensadores que se corresponden con el ANEXO I:

**Tabla 3.3** Resistencias y condensadores del sistema

Resistencia	Valor	Condensador	Valor	Tipo
R1	1 KΩ	C1	100 nF	Electrolítico
R2	1 KΩ	C2	100 nF	Electrolítico
R3	4,7 KΩ	C3	22 pF	Cerámico
R4	1 MΩ	C4	22 pF	Cerámico
R5	10 KΩ	C5	180 pF	Cerámico
R6	330 KΩ	C6	100 nF	Electrolítico
R7	1,5 KΩ	C7	1 μF	Electrolítico
R8	15 KΩ	C8	100 nF	Electrolítico

Todas las resistencias son de  $\frac{1}{4}$  W y tienen una tolerancia del  $\pm 5\%$ . Los condensadores electrolíticos tienen una tolerancia de  $\pm 5\%$  mientras que los cerámicos tienen una de  $\pm 2\%$ .

### 3.7 Coste económico del sistema

A continuación observamos una tabla con el precio de cada uno de los componentes que forman el nodo sensor. Ya que no se ha decidido utilizar un sensor de temperatura u otro se hace un total para cada uno de ellos.

**Tabla 3.4** Coste económico del sistema

Componente	Cantidad	Precio unitario (€)	Precio total (€)
ATmega88	1	3,35	3,35
Pt1000	1	8,21	8,21
NTC 10K3B1A	1	5,28	5,28
HS1101	1	10,25	10,25
TGS4161	1	30	30
AD8606	1	1,36	1,36
FDN304P	1	0,62	0,62
Cristal 20 MHZ	1	0,63	0,63
Condensador electrolítico	7	0,05	0,35
Condensador cerámico	2	0,15	0,30
Resistencia	8	0,08	0,64
Conector adaptador RS232	1	3	3
Zócalo	1	0,26	0,26
<b>TOTAL (con NTC 10K3A1B)</b>			<b>55,90</b>
<b>TOTAL (con Pt1000)</b>			<b>58,83</b>

Como vemos en la tabla anterior el coste total utilizando un sensor de temperatura Pt1000 (58,83€) es superior al coste total si utilizamos el sensor NTC 10K3A1B (55,90). Por lo tanto esto podría ser un motivo para decantarnos por uno.

## **CAPÍTULO 4. CARACTERIZACIÓN Y RESULTADOS**

### **4.1 Introducción**

En este capítulo se presentan los resultados obtenidos una vez se han integrado todas las partes en el nodo sensor.

En primer lugar se presenta la caracterización y calibración de cada sensor obteniendo parámetros propios de cada sensor. Posteriormente se presentan resultados obtenidos durante días distintos de cada uno de los sensores presentados en capítulos anteriores.

Finalmente se hace un estudio del consumo que tiene el nodo sensor tanto teórica como experimentalmente.

### **4.2 Medidas de temperatura**

En este apartado se realiza una caracterización y calibración de los dos sensores de temperatura escogido para el sistema.

Acto seguido se presentan los resultados obtenidos durante de un día completo por ambos sistemas.

#### **4.2.1 Caracterización y calibración**

Los resultados obtenidos para hacer la calibración de cada uno de los dos sensores se han obtenido con el microcontrolador ATmega88. Cada valor de resistencia representa la media de 100 medidas tomadas.

Los valores para las resistencias de calibración ( $R_C$ ) tanto para el sensor Pt1000 como para el caso del sensor NTC 10K3B1A obtenidos experimentalmente son 1484  $\Omega$  y 14849  $\Omega$  respectivamente.

Las temperaturas que utilizamos para calibrar los sensores son generadas mediante el calibrador de temperatura 9102-S (Fig. 4.1) del fabricante Hart Scientific [12].



**Fig. 4.1** Calibrador de temperatura 9102-S (Hart Scientific)

Sus principales características son:

- Rango de trabajo:  $-10^{\circ}\text{C}$  a  $122^{\circ}\text{C}$
- Estabilidad:  $\pm 0,05^{\circ}\text{C}$
- Exactitud:  $\pm 0,25^{\circ}\text{C}$

#### 4.2.1.2 Pt1000

Los valores obtenidos experimentalmente son a través del microcontrolador ATmega88.

Para calibrar el sensor Pt1000 tenemos que fijarnos en la expresión que relaciona la resistencia con la temperatura definida en la fórmula (3) del apartado 2.3.1.1. Como vemos la expresión depende del parámetro  $\alpha$ . Como observamos en el apartado 2.3.1.1 la hoja de especificaciones del fabricante nos proporciona un valor teórico ( $\alpha=0,00385$ ) para éste parámetro. A partir de (3) obtenemos

$$\alpha = \frac{\frac{R_x}{R_0} - 1}{(T - T_0)} \quad (17)$$

Para obtener el valor de  $\alpha$  nos fijamos en las dos temperaturas extremas. A  $0^{\circ}\text{C}$  obtenemos una resistencia característica ( $R_0$ ) de  $1001,03 \Omega$ . A  $40^{\circ}\text{C}$  obtenemos una resistencia ( $R_x$ ) de  $1153,11 \Omega$ . Por tanto

$$\alpha = \frac{\frac{1153,11}{1001,03} - 1}{(40 - 0)} = 0,00379808 \quad (18)$$

Una vez obtenida la  $\alpha$  experimental obtenemos la ecuación que relaciona la temperatura con la resistencia

$$R_x = 3,80199T + 1001,03 \quad (19)$$

A continuación observamos la caracterización del sensor Pt1000 generando temperaturas en un margen de 0°C a 50°C.

**Tabla 4.1** Caracterización del sensor Pt1000

Temperatura (°C)	Resistencia ecuación (3) (Ω)	Multímetro KEITHLEY (Ω)	ATmega88 (Ω)	Temperatura estimada ecuación (19) (°C)	Temperatura estimada fabricante (°C)
0	1000	1001,43	1001.03	0	0,26
10	1038,5	1040,15	1039,26	10,05	9,93
20	1077	1078,46	1076,42	19,82	19,84
25	1096,25	1097,47	1095,31	24,80	24,75
30	1115,5	1115,97	1116,13	30,27	30,16
40	1154	1154,94	1153,11	40	39,76
50	1192,5	1192,99	1191,71	50,15	49,79

En primer lugar en la tabla apreciamos que el microcontrolador ATmega88 presenta una baja incertidumbre y no introduce un error significativo.

También se puede observar que el error de temperatura máximo es de 0,27 °C. Este error se puede atribuir a diversos factores, entre ellos a la exactitud que nos proporciona el fabricante del sensor (0,2°C) o a la exactitud del calibrador de temperaturas (0,25 °C).

Por lo tanto vemos que no es necesario calibrar el sensor ya que mediante la ecuación que proporciona el fabricante se obtienen los resultados satisfactorios.

#### 4.2.1.3 NTC 10K3A1B

Los valores obtenidos experimentalmente son a través del microcontrolador ATmega88.

Como en el caso anterior, para la calibración el sensor NTC 10K3A1B nos tenemos que fijar en la ecuación que relaciona la resistencia con la temperatura definida en la fórmula (4) del apartado 2.3.1.2. Para calibrar el sensor hay que obtener el valor del parámetro  $\beta$  experimentalmente ya que el fabricante proporciona una  $\beta$  con una incertidumbre de  $\pm 1\%$ . Para obtener el valor experimentalmente se utiliza la siguiente ecuación:

$$\beta = \frac{\ln\left(\frac{R_2}{R_1}\right)}{\frac{1}{T_2} - \frac{1}{T_1}} \quad (20)$$

donde  $T_1$  y  $T_2$  son temperaturas (en kelvin) generadas con el calibrador de temperaturas y  $R_1$  y  $R_2$  son las resistencias correspondientes a estas temperaturas.

Para obtener la  $\beta$  se han generado las dos temperaturas extremas ( $T_1=0^\circ\text{C}$  y  $T_2=40^\circ\text{C}$ ) con el calibrador de temperaturas y se han medido con el microcontrolador ATmega88 las resistencias correspondientes ( $R_1=32070 \Omega$  y  $R_2=5489 \Omega$ ). Con estos valores obtenemos la  $\beta$  experimental.

$$\beta = 3774,7 \quad (21)$$

En el apartado 2.3.1.2 observamos las especificaciones técnicas proporcionadas por el fabricante y comprobamos que la  $\beta$  obtenida experimentalmente no corresponde con la  $\beta$  proporcionada por el fabricante es de  $3892 \pm 1\%$ .

Como observamos en 2.3.1.2 para completar la ecuación hay que calcular el valor de A. Una vez obtenido el valor de la  $\beta$  experimental, procedemos a encontrar el valor de A a partir de

$$A = \frac{R_0}{e^{\left(\frac{\beta_0}{273+25}\right)}} \quad (22)$$

Utilizando la  $\beta$  obtenida anteriormente y utilizando como resistencia característica (a  $25^\circ\text{C}$ )  $R_0=10209 \Omega$ , obtenemos un valor de A de 0,03240. Por tanto la ecuación experimental del sensor NTC es:

$$R_x = 0.03240 \cdot e^{\frac{3774,7}{T}} \quad (23)$$

A continuación se presenta la caracterización del sensor NTC 10K3A1B en un margen de temperatura de  $0^\circ\text{C}$  a  $50^\circ\text{C}$ .

**Tabla 4.2** Caracterización del sensor NTC 10K3A1B

Temp. (°C)	Resistencia datasheet (Ω)	Múltimetro KEITHLEY (Ω)	Atmel (Ω)	Temp. estimada ecuación (°C)	Temp. estimada fabricante (°C)
0 °C	32027	31975	32070	0,27	0,56
10 °C	19967	19957	19965	9,99	10,00
20 °C	12493	12678	12711	19,92	19,61
25 °C	10000	10151	10209	25	24,52
30 °C	8063	8202	8272	30,03	29,39
40 °C	5351	5456	5530	40,17	39,17
50 °C	3642	3711	3798	50,25	48,88



Como en el caso del sensor Pt1000 vemos que el microcontrolador ATmega88 no introduce un error significativo, por lo que los datos presentan una incertidumbre pequeña.

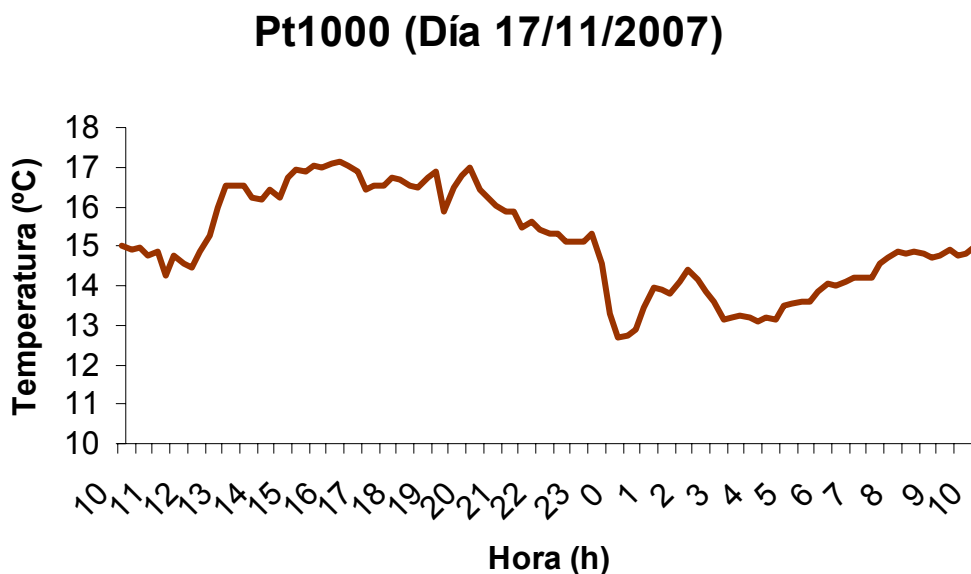
Como se observa en la anterior tabla, si se utiliza la  $\beta$  obtenida experimentalmente el máximo error que se produce es de  $0,27^{\circ}\text{C}$ . Como en el caso anterior podemos atribuir este error a diversos factores como a la exactitud del sensor NTC 10K3A1B ( $0,2^{\circ}\text{C}$ ) o a la exactitud del calibrador de temperaturas ( $0,25^{\circ}\text{C}$ ).

#### 4.2.2 Resultados obtenidos

En este apartado se presentan los resultados obtenidos por parte de los dos sensores de temperaturas utilizados en este proyecto.

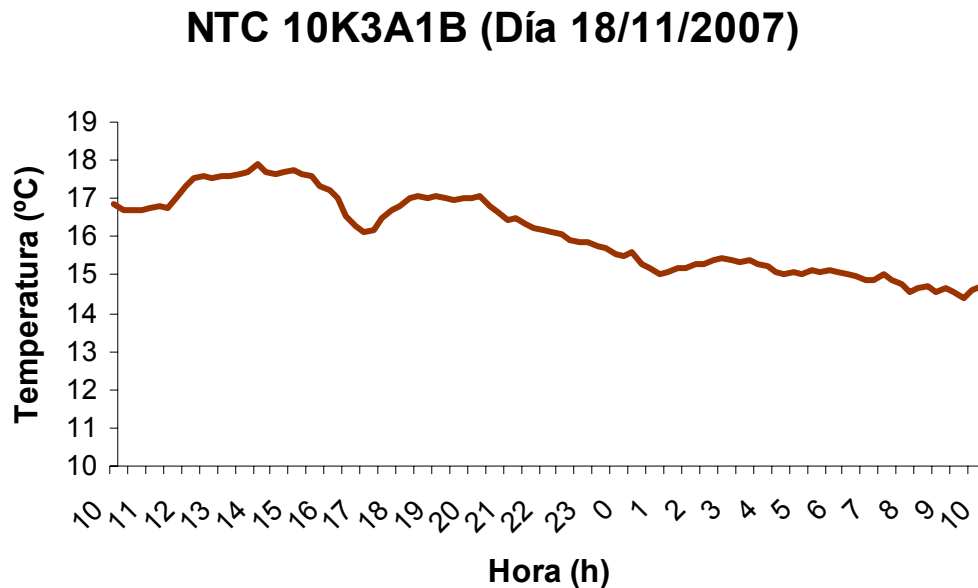
La adquisición de datos se ha hecho mediante el programa Labview vía puerto serie del ordenador. Cada resultado es la media de 100 medidas tomadas.

En primer lugar se presenta la evolución del sensor Pt1000 durante las 24 horas del día. Los datos de la figura (Fig. 4.3) se han tomado el día 17 de noviembre de 2007 en una habitación interior de una residencia en la localidad barcelonesa de esplugues de Llobregat. Se han tomado 4 medidas cada hora.



**Fig. 4.2** Evolución de la temperatura medida con el sensor Pt1000

En segundo lugar, como en el caso del sensor Pt1000, se presenta la evolución del sensor NTC 10K3A1B durante las 24 horas del día. Los datos de la figura (Fig. 4.3) se han tomado el día 18 de noviembre de 2007 en una habitación interior de una residencia en la localidad barcelonesa de esplugues de Llobregat. Se han tomado 4 medidas cada hora.



**Fig. 4.3** Evolución de la temperatura medida con el sensor NTC 10K3A1B

### 4.3 Medidas de humedad

En este capítulo se hace una calibración y caracterización del sensor de humedad (HS1101) escogido para el sistema.

Acto seguido se presentan los resultados obtenidos durante las 24 horas de dos días distintos.

#### 4.3.1 Caracterización y calibración

A continuación se llevará a cabo una caracterización del sensor y si es necesario una calibración.

Los resultados obtenidos para hacer la calibración del sensor se obtienen con el microcontrolador ATmega88. Cada resultado de humedad es la media de 50 medidas tomadas.

Las medidas están tomadas con un condensador de calibración ( $C_C$ ) de 180 pF. El valor de este condensador, comprobado experimentalmente con el medidor de impedancias Hewlet Packard 4294A, es de 173,14 pF.

Para caracterizar el sensor de humedad se han utilizado unas soluciones salinas (Fig. 4.4) que simulan humedades relativas de 11,3 %, 33% y 75,4%. La exactitud de estas soluciones varía en función de la temperatura como vemos en [13].



**Fig. 4.4** Sales para calibrar el sensor de humedad (HS1101)

A partir de la ecuación (5) obtenida en el apartado 2.4 obtenemos la tabla 4.3 donde podemos observar la relación entre humedad relativa y capacidad que tiene el sensor HS1101.

**Tabla 4.3** Relación entre humedad relativa y capacidad

<b>RH (%)</b>	0	5	10	15	20	25	30	35	40	45	50
<b>Cp (pF)</b>	161,6	163,6	165,4	167,2	169,0	170,7	172,3	173,9	175,5	177,0	178,5
<b>RH (%)</b>	55	60	65	70	75	80	85	90	95	100	
<b>Cp (pF)</b>	180	181,4	182,9	184,3	185,7	187,2	188,6	190,1	191,6	193,1	

Como se ha dicho anteriormente esta relación entre humedad relativa y capacidad obtenida a partir de (5) es tomando la expresión que proporciona las hojas de especificaciones del sensor HS1101LF.

Para obtener la humedad relativa partimos de la ecuación (5) y obtenemos la siguiente ecuación:

$$RH(\%) = -3,4656 \cdot 10^3 \cdot X^3 + 1,0732 \cdot 10^4 \cdot X^2 - 1,0457 \cdot 10^4 \cdot X + 3,2459 \cdot 10^3 \quad (24)$$

Donde X = Capacidad obtenida / C@55% RH

A continuación se presenta la caracterización del sensor de humedad HS1101 con las humedades establecidas anteriormente:

**Tabla 4.4** Caracterización sensor HS1101

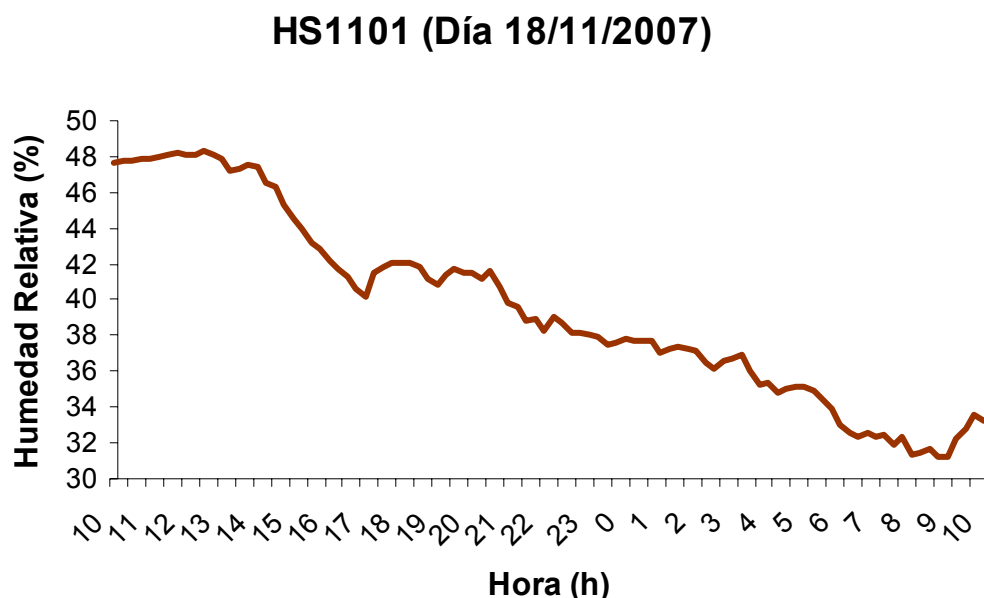
Humedad teórica (%)	Capacidad teórica (pF)	Capacidad Atmel (pF)	Error de Capacidad (pF)	Humedad estimada (%)	Error de Humedad (%)
11,3 %	165,9	165,93	0,03	11,306	0,006
33 %	173,26	173,56	0,3	34,056	1,056
75,4 %	185,86	185,83	0,03	75,297	0,103

Como observamos en la anterior tabla, el máximo error de humedad relativa medida respecto a la humedad relativa que proporciona la hoja de especificación del fabricante es 1,056 % por tanto menor al 2% de tolerancia.

### 4.3.2 Resultados obtenidos

Igual que en el caso de la temperatura la adquisición de datos se ha hecho mediante el programa Labview vía puerto serie del ordenador. Cada resultado es la media de 100 medidas tomadas.

A continuación se presenta la evolución del sensor HS1101 durante las 24 horas del día. Los datos de la figura (Fig. 4.5) están tomados durante el 17 de noviembre de 2007 en una habitación interior de una residencia en la localidad barcelonesa de Esplugues de Llobregat. Se han tomado 4 medidas cada hora.



**Fig. 4.5** Evolución de la humedad relativa medida el día 17/11/2007 con el sensor HS1101

## 4.4 Medidas de CO<sub>2</sub>

En este capítulo se hace una calibración teórica ya que no se dispone de ningún instrumento para calibrar el sensor de CO<sub>2</sub> (TGS4161) escogido para el sistema.

Acto seguido se presentan los resultados obtenidos a corto plazo ya que el CO<sub>2</sub> no varía notablemente durante el día.

### 4.4.1 Calibración

Para calibrar el sensor de CO<sub>2</sub> hay que obtener el valor constante ( $E_C$ ) incluido en la ecuación de la fórmula (1) del apartado 2.2.4.1. Para obtener este valor hay que medir el valor de energía electromotriz (EMF) a la salida del sensor conociendo el valor de la concentración de CO<sub>2</sub> en el ambiente. También es necesario conocer el valor de la temperatura ambiental en ese momento.

$$E_C = EMF + \frac{R \cdot T}{2 \cdot F} \cdot \ln[P(\text{CO}_2)] \quad (25)$$

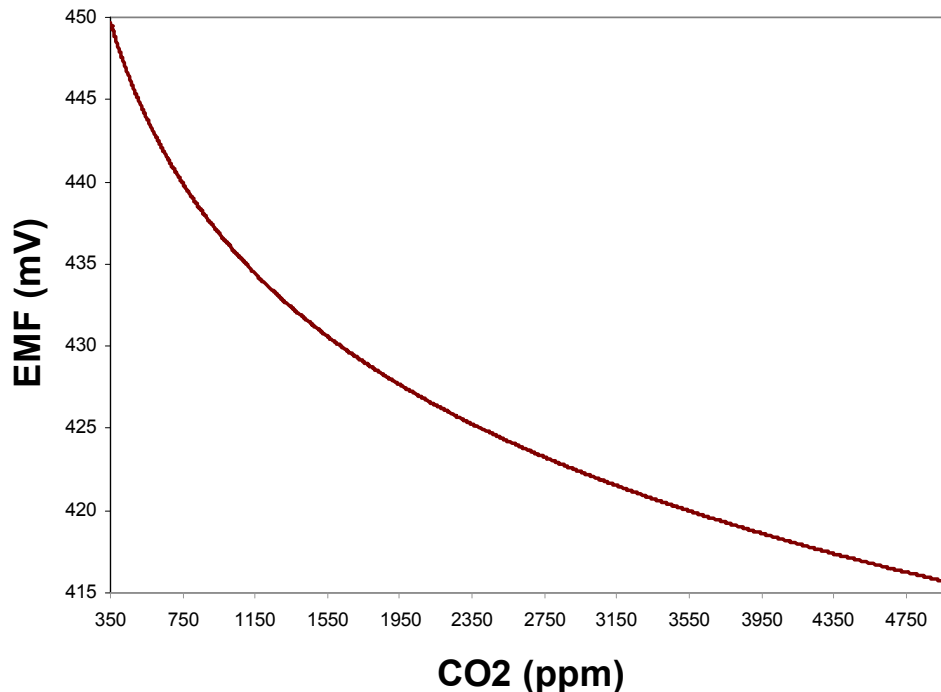
La calibración se llevó a cabo en el laboratorio donde había una temperatura de 20,1°C y se obtuvo una salida del amplificador de 2,56 V. Para obtener el valor de EMF se dividió por la ganancia, que comprobada experimentalmente se obtuvieron 5,69, y se obtuvo una EMF de 449,91 mV. Ya que en el laboratorio no se dispone de un medidor de CO<sub>2</sub> la concentración de CO<sub>2</sub> se tomó como referencia 370 ppm, valor aproximado que proporciona el ministerio de medio ambiente [1]. Las constantes de Faraday ( $F=4,649 \cdot 10^4$  C/mol) y de gas ( $R=8,314$  J/(mol·K)) son conocidas. A partir de (25) y los valores expuestos obtenemos:

$$E_C = 449,91 \cdot 10^{-3} + \frac{(20,1 + 273,15) \cdot 8,314}{2 \cdot 9,649 \cdot 10^4} \cdot \ln(370) = 524,62 \text{ mV} \quad (26)$$

Una vez conocemos el valor constante del sensor TGS4161 obtenemos la ecuación (27) que relaciona la energía electromotriz a la salida del sensor con la concentración de CO<sub>2</sub>

$$EMF = 524,62 \cdot 10^{-3} - 0,0126 \ln[P(\text{CO}_2)] \quad (27)$$

Una vez conocemos la ecuación que relaciona la EMF y la concentración de CO<sub>2</sub> obtenemos en la figura (Fig. 4.6) la curva de respuesta del sensor TGS4161 a 20,1 °C.



**Fig. 4.6** Curva de respuesta del sensor TGS4161

Cabe recordar, que como se ha comentado anteriormente, se realiza una calibración teórica puesto que para obtener el valor de  $E_C$  tomamos como concentración de CO<sub>2</sub> una concentración aproximada debido a que no se dispone de un medidor de CO<sub>2</sub>.

A pesar de la inexactitud de la calibración observamos que el valor a 350 ppm (450,61 mV) de la curva respuesta está dentro del rango de valores de EMF (220~490 mV) a 350 ppm proporcionado por el fabricante en la tabla 2.5.

#### 4.4.2 Resultados obtenidos

Los resultados obtenidos son a corto plazo ya que a lo largo del día no se producen cambios en la concentración de CO<sub>2</sub> notables.

Como se cita en el apartado 2.2.4 una de las principales fuentes de CO<sub>2</sub> es la exhalación en el aliento humano.

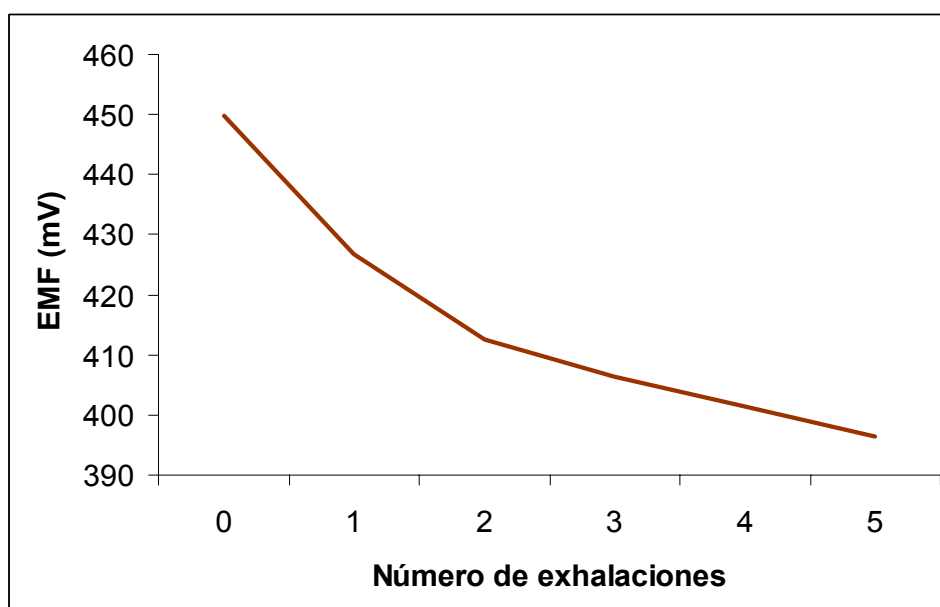
Para observar las variaciones, se ha introducido el sistema sensor de CO<sub>2</sub> en una caja de cartón completamente cerrada. Mediante un tubo muy fino se exhala dentro de la caja y se observa que a medida que vamos exhalando la fuerza electromotriz (EMF) va decreciendo:

**Tabla 4.5** EMF en función del número de exhalaciones

Número de exhalaciones	EMF del sensor TGS4161 (mV)
0	449,91
1	426,88
2	412,65
3	407,38
4	402,63
5	396,31

Observamos que a la quinta exhalación el valor de EMF se estabiliza y no decrece más. Ya que no disponemos de ninguna manera de saber la concentración exacta atribuimos el valor de la quinta exhalación a la máxima concentración de CO<sub>2</sub> (5000 ppm) que nos proporciona el TGS4161. Cabe destacar que no coincide con la respuesta teórica calculada anteriormente (Fig. 4.6), aunque sí que está dentro de los valores establecidos por las especificaciones del fabricante [2].

En Fig. 4.7 se observa como varían los valores de EMF en función del número de exhalaciones. Como se puede apreciar cuando aumentamos el número de exhalaciones el valor de la fuerza electromotriz (EMF) del sensor decrece y sigue una curva que se aproxima a la de una función exponencial.

**Fig. 4.7** Fuerza electromotriz (EMF) en función del número de exhalaciones

Si se compara la curva de respuesta del sensor TGS4161 teórica (Fig. 4.6) con la curva respuesta del sensor TGS4161 obtenida experimentalmente vemos

que tienen una forma parecida. La curva teórica sigue una ecuación exponencial mientras que la curva obtenida experimentalmente se aproxima.

Si miramos los datos técnicos del TGS4161 expuestos en la tabla 2.5, se observa que la variación de EMF desde 350 ppm a 3500 ppm está comprendida entre 44 y 72 mV. Como vemos en la anterior tabla la variación de EMF desde una concentración aproximada de 370 ppm y una concentración aproximada de 5000 ppm es de 53,6 mV. Por lo tanto vemos que se comprueba experimentalmente que la variación está dentro de los márgenes establecidos por el fabricante.

Debido a que no se ha podido calibrar ni caracterizar el sensor TGS4161, el sistema final no tendrá la capacidad de proporcionar datos de concentraciones concretas. En cambio si que estará capacitado para dar un aviso cuando se esté llegando a valores cercanos a 5000 ppm, concentración máxima captada por el TGS4161.

## **4.5 Consumo del sistema**

Para hacer un estudio del consumo total del sistema tenemos que fijarnos en los elementos activos que componen el nodo sensor. Por una parte tenemos el microcontrolador y por otra parte el sistema sensor de CO<sub>2</sub>.

### **4.5.1 Consumo teórico**

A continuación se realiza una estimación del consumo total del sistema si consideramos que el sistema está activo durante las 24 horas del día debido a que el sistema de CO<sub>2</sub> necesita un tiempo de calentamiento.

El microcontrolador, trabajando con una tensión de alimentación de 5 V y un reloj de 20 MHz, tiene un consumo de 11 mA cuando está activo.

El consumo del sistema sensor de CO<sub>2</sub> se compone por el consumo del propio sensor y por el consumo del amplificador operacional. El sistema tiene un consumo total de 51,4 mA (50 mA el sensor TGS4161 y 1,4 mA el amplificador AD8606).

Por tanto el consumo teórico para el sistema total cuando está activo es de 62,4 mA.

Para realizar el estudio del consumo nos basamos en el sistema de alimentación obtenido en [2], donde se utiliza una batería de 3 A·h de capacidad. Como requisito mínimo la batería tiene que durar un año.

Si dividimos la capacidad de la batería entre el consumo sabremos las horas que nos durará.



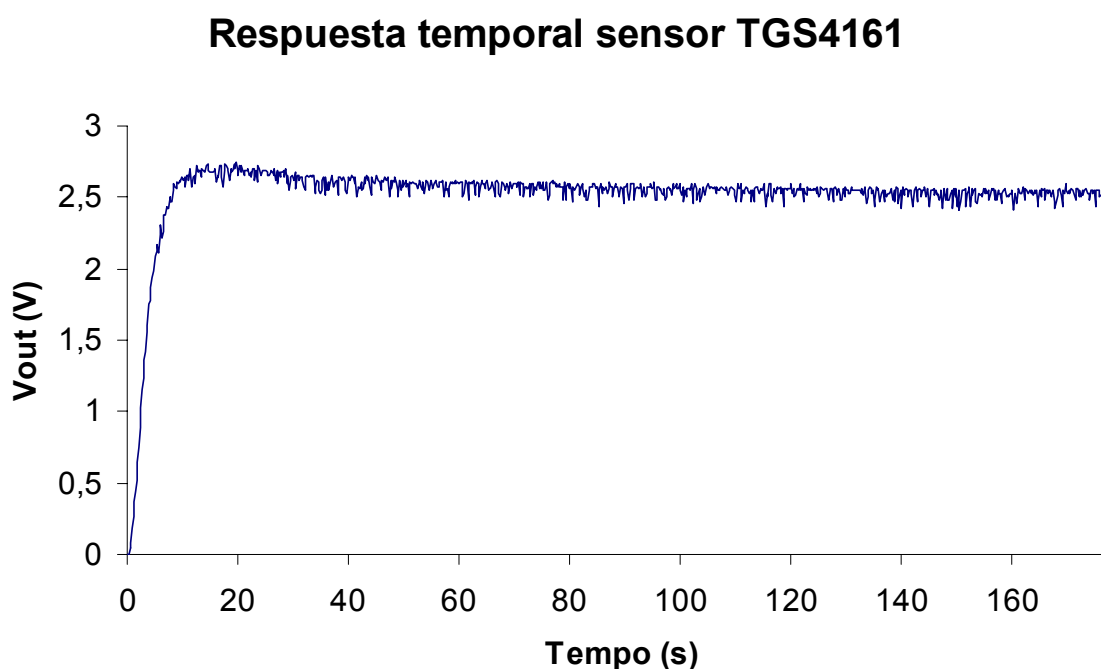
$$\# \text{ horas} = \frac{3\text{A} \cdot \text{h}}{62,4 \cdot 10^{-3} \text{A}} \cong 48 \text{ horas} \quad (28)$$

Por tanto el sistema consumirá la batería en dos días y no estaremos cumpliendo el requisito impuesto anteriormente de la duración de la batería.

#### 4.5.2 Consumo experimental

Con el fin de alargar la vida de la batería se ha decidido hacer un estudio del tiempo que necesita el sensor de CO<sub>2</sub> para calentarse.

Para saber el tiempo de calentamiento del sensor TGS4161, ya que la hoja de especificaciones del fabricante no da datos al respecto, se ha decidido comprobarlo experimentalmente. Para realizar esta prueba fue precisa la ayuda del osciloscopio digital DS06032A del fabricante Agilent Technologies. En la figura (Fig. 4.8) se puede comprobar la salida del sistema sensor de CO<sub>2</sub> con la evolución temporal.



**Fig. 4.8** Respuesta temporal del sensor TGS4161

Para reducir el ruido introducido por la red eléctrica se decidió introducir el sistema sensor de CO<sub>2</sub> en una caja metálica. Una vez introducido en el interior de la caja se conectó la masa del sistema con la caja. Con este apantallado se consiguió reducir el ruido aunque no del todo.

Para procesar los datos obtuvimos la gráfica del osciloscopio y se procesó mediante el programa Microsoft Excel. Una vez procesados los datos se promediaron, ya que aún había algo de ruido, y se obtuvieron 2,56 V a la salida

del sistema sensor de CO<sub>2</sub> que corresponde con los obtenidos en el apartado 4.4.1.

Una vez sabemos el voltaje a la salida del sistema sensor de CO<sub>2</sub> procedemos a comprobar en que momento temporal se llega por primera vez a este voltaje. A continuación se procede a calcular el error de cuantificación ya que las medidas están obtenidas con un osciloscopio digital de 8 bits:

$$E_{\text{cuantificación}} = \frac{\text{Escala} \cdot \text{Num.divisiones}}{\text{resolución} \cdot 2} = \frac{500 \text{ mV/div} \cdot 8 \text{ divisiones}}{256 \text{ niveles} \cdot 2} = 7,81 \text{ mV} \quad (29)$$

Por tanto el valor que se mantiene constante es de  $2,56\text{V} \pm 7,81\text{mV}$ .

El primer valor temporal que coincide con el valor calculado anteriormente es 8,2 segundos. Por tanto alimentando el sensor TGS4161 durante 8,2 segundos será necesario para obtener una medida de CO<sub>2</sub>. Si quisiéramos tolerar un error del 1%, 5% o 10% en las medidas de CO<sub>2</sub> tendríamos que alimentar 8, 7 y 6 segundos respectivamente.

Una vez comprobado el tiempo necesario para calentar el sensor obtenemos que el consumo del sistema sensor de CO<sub>2</sub> consume

$$8,2 \text{ seg} \cdot (50 \text{ mA} + 1,4 \text{ mA}) = 421,48 \text{ mA} \cdot \text{seg} \cdot \frac{1 \text{ A}}{1000 \text{ mA}} \cdot \frac{1 \text{ h}}{3600 \text{ seg}} = 1,1708 \cdot 10^{-4} \text{ A} \cdot \text{h} \quad (30)$$

Si dividimos la capacidad de la batería entre el consumo del sensor de CO<sub>2</sub> obtenemos el número de medidas que se pueden efectuar:

$$\frac{3 \text{ A} \cdot \text{h}}{1,1708 \cdot 10^{-4} \text{ A} \cdot \text{h}} = 25623 \text{ medidas} \quad (31)$$

Fijando la duración de la batería a un año, si dividimos el número de medidas entre los 365 días del año, obtenemos que podemos hacer 70 medidas al día. Se considera adecuado realizar dos medidas cada hora. En el caso de aceptar un error del 1%, 5%, o 10% podríamos obtener 71(2 cada hora), 82(3 cada hora) o 95(3 cada hora) medidas al día respectivamente.

Una vez sabemos que se tomarán dos medidas cada hora cada día obtenemos el consumo diario del sistema sensor de CO<sub>2</sub>:

$$\text{Consumo CO}_2 \text{ diario} = C \cdot 1 \text{ medida} \cdot 48 \text{ medidas diarias} = 5,62 \cdot 10^{-3} \text{ A} \cdot \text{h} \quad (32)$$

Para obtener el consumo total del nodo sensor, al consumo del sistema de CO<sub>2</sub> hay que añadirle el consumo del microcontrolador utilizando los datos obtenidos anteriormente.

A continuación observamos una tabla donde se detalla el tiempo y consumo diario en cada modo de consumo del microcontrolador. Cabe destacar que el

tiempo que transcurre en modo activo corresponde con el calentamiento del sensor de CO<sub>2</sub> y el tiempo para tomar las medidas de temperatura y humedad corresponden con el modo *idle*. El resto del tiempo durante un día el microcontrolador está en modo de bajo consumo (*Power down*).

**Tabla 4.6** Consumo diario del microcontrolador ATmega88

Modo de consumo	Consumo	Tiempo diario	Consumo diario
<b>Modo Activo</b>	12 mA	393,6 s	4723,2 mA·s
<b>Modo Idle</b>	4 mA	48 s	192 mA·s
<b>Modo Power down</b>	7 μA	85.958,4 s	601,7 mA·s
<b>ATmega88</b>			5516,9 mA·s

Una vez obtenida la aportación de consumo del microcontrolador sabemos que el consumo total diario del nodo sensor con las condiciones establecidas anteriormente es de

$$C.\text{total}(\text{A} \cdot \text{h}) = C.\text{CO}_2 + C.\text{micro} = 5,62 \cdot 10^{-3} + 1,532 \cdot 10^{-3} = 7,152 \cdot 10^{-3} \text{ A} \cdot \text{h} \quad (33)$$

Por tanto recalculando el tiempo de duración de la batería:

**Tabla 4.7** Duración del nodo sensor

	Consumo diario	Días de duración	Años
<b>Sistema sensor CO<sub>2</sub></b>	$5,62 \cdot 10^{-3} \text{ A} \cdot \text{h}$	533,80	1,46
<b>ATmega88</b>	$1,532 \cdot 10^{-3} \text{ A} \cdot \text{h}$	1.958,22	5,36
<b>Nodo sensor</b>	$7,152 \cdot 10^{-3} \text{ A} \cdot \text{h}$	419,46	1,15

Por tanto sí hacemos dos medidas cada hora la batería nos durará 1,15 años, es decir, un año y dos meses aproximadamente.

Si finalmente quisiéramos tolerar un error del 1%, 5% o 10% en las medidas de CO<sub>2</sub> la batería nos duraría 1,17 años, 1,34 años y 1,5 años respectivamente.



## CAPÍTULO 5. CONCLUSIONES

### 5.1 Objetivos alcanzados

En este trabajo se ha diseñado e implementado un nodo sensor para la medida ambiental de temperatura, humedad relativa y concentración de CO<sub>2</sub>, objetivo principal del proyecto. El diseño para el procesado de la medida de temperatura y humedad relativa se basa en un interfaz directo del sensor al microcontrolador. En cambio, para procesar la medida del nivel de CO<sub>2</sub> es necesario aplicar una conversión analógica-digital previa.

Los sensores de humedad y temperatura se han elegido siguiendo las recomendaciones proporcionadas por el Servei Meteorològic de Catalunya. Debido a que no se ha encontrado una normativa que regule la instalación de sensores de CO<sub>2</sub>, los criterios para elegir el sensor han sido el bajo coste y sobretodo, ya que el sistema final tiene que ser autónomo, el bajo consumo.

El nodo sensor reúne las siguientes características:

- **Medidas de temperatura:** Para la medida de temperatura se han utilizado dos sensores: un Pt1000 (LabFacility) y un NTC 10K3A1B. Ambos sensores proporcionan un rango de medida de -40 a +55 °C con una exactitud de  $\pm 0,2^\circ\text{C}$  y con una resolución de  $0,1^\circ\text{C}$ . El sensor NTC requiere calibración previa.
- **Medidas de humedad:** El modelo de sensor utilizado es el HS1101 (Humirel). El sistema mide en un rango de 1 a 99% RH con una exactitud de 2% y una resolución de 1%.
- **Medidas de CO<sub>2</sub>:** Para la medida del nivel de CO<sub>2</sub> se ha utilizado el sensor TGS4161 (Figaro). Este sensor proporciona un rango de medida de 350 a 5000 ppm.
- **Consumo del sistema:** El nodo sensor tendrá una autonomía de un periodo aproximado de un año con una batería de capacidad 3 A·h.

Una vez se ha diseñado, implementado y verificado el nodo sensor se obtienen las siguientes conclusiones.

El nodo sensor tiene la capacidad de efectuar medidas de temperatura y humedad relativa concretas. En el caso del CO<sub>2</sub>, el nodo sensor solamente tendrá la capacidad de proporcionar una alarma cuando se esté llegando a su valor máximo de detección (5000 ppm), nivel máximo tolerable en un puesto de trabajo [14].

Aunque el sistema está provisto de elementos activos, como el sistema sensor de CO<sub>2</sub> y el microcontrolador, tiene un bajo consumo. El nodo sensor podrá

efectuar dos medidas cada hora durante un periodo un año y dos meses aproximadamente con una batería de capacidad 3 A·h.

Un objetivo que ha quedado pendiente es la interoperabilidad del nodo sensor con la red Zigbee existente en la EPSC. Se considera que incorporar el nodo sensor no supondrá mucha dificultad ya que la conexión al transceptor es vía puerto serie y el nodo se ha conectado con el ordenador mediante esta misma vía.

## 5.2 Futuras líneas de trabajo

Las futuras líneas de trabajo se basan en las limitaciones básicas del nodo sensor realizado como pueden ser:

- Llevar a cabo una calibración y caracterización del sistema sensor de CO<sub>2</sub> mediante un instrumento de medición de alta exactitud, con el fin de obtener de medidas concretas de CO<sub>2</sub> precisas.
- Estudio de la influencia de la temperatura en las medidas del sensor de CO<sub>2</sub>.
- Incorporar el nodo sensor a la red Zigbee existente en la EPSC.
- Aplicar el módulo de CO<sub>2</sub> a usos que exijan un rango de detección mayor a 5000 ppm (concentración máxima detectada por el actual nodo sensor) como puede ser para detectar posibles fugas de este gas en la industria de bebidas carbonatadas.

## 5.3 Impacto ambiental

La realización de trabajos como éste puede ser útil para la detección de emisiones de dióxido de carbono en cada país. Así se conseguiría impedir que estos países emitan valores de CO<sub>2</sub> por encima de sus valores permitidos según las especificaciones del Protocolo de Kyoto. Este hecho nos llevaría a reducir las emisiones de CO<sub>2</sub> a la atmósfera y por tanto frenar en parte el fenómeno del cambio climático.

En el desarrollo del sistema implementado se ha tenido siempre presente la necesidad de mantener un consumo energético bajo. Dado que el sensor de CO<sub>2</sub> (TGS4161) tiene un consumo eléctrico bastante elevado, como se detalla en el apartado 4.5.2, se ha llevado a cabo un diseño que optimiza la toma de las medidas en función del tiempo mínimo de calentamiento del sensor.

## REFERENCIAS

- [1] Información sobre concentración actual de CO<sub>2</sub>. Ministerio de Medio Ambiente  
[http://www.mma.es/portal/secciones/formacion\\_educacion/educacion\\_comunicacion/pdf/comple\\_poster08.pdf](http://www.mma.es/portal/secciones/formacion_educacion/educacion_comunicacion/pdf/comple_poster08.pdf)  
[acceso 10/07]
- [2] Albesa Querol, J. *Xarxes de sensors sense fils per a la monitorització ambiental de l'estany del Campus del Baix Llobregat*, PFC (EPSC/UPC), Febrero 2007.  
<https://upcommons.upc.edu/pfc/bitstream/2099.1/4053/1/memoria.pdf>  
[acceso 6/07]
- [3] Microcontrolador ATmega88 (Atmel) datasheet  
[http://www.atmel.com/dyn/resources/prod\\_documents/doc2545.pdf](http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/doc2545.pdf)  
[acceso 6/07]
- [4] Sensor de temperatura Pt1000 (Labfacility) datasheet  
<http://www.temperature-sensors1.com/pdf/sensors-PRTs.pdf>  
[acceso 6/07]
- [5] Sensor de temperatura NTC 10K3A1B (Betatherm) datasheet  
<http://www.farnell.com/datasheets/80918.pdf>  
[acceso 6/07]
- [6] Sensor de humedad HS1101 (Humirel) datasheet  
[http://www.humirel.com/product/fichier/HPC052\\_E%20%20%20HS1101L\\_F%20data%20sheet.pdf](http://www.humirel.com/product/fichier/HPC052_E%20%20%20HS1101L_F%20data%20sheet.pdf)  
[acceso 7/07]
- [7] Sensor de CO<sub>2</sub> TGS4161 (Figaro) datasheet  
<http://www.figarosensor.com/products/4161pdf.pdf>  
[acceso 7/07]
- [8] Amplificador operacional AD8606 (Analog) datasheet  
[http://www.analog.com/UploadedFiles/Data\\_Sheets/AD8605\\_8606\\_8608.pdf](http://www.analog.com/UploadedFiles/Data_Sheets/AD8605_8606_8608.pdf)  
[acceso 10/07]
- [9] Interruptor FDN304P (Fairchild) datasheet  
<http://www.fairchildsemi.com/ds/FD%2FFDN304P.pdf>  
[acceso 10/07]
- [10] Servei Meteorològic de Catalunya  
<http://www.meteocat.com/>  
[acceso 6/07]

- [11] Guía de instrumentos meteorológicos y métodos de observación, Organización Mundial Meteorológica (OMM)  
<http://www.wmo.ch/pages/prog/www/IMOP/publications/CIMO-Guide/Draft-7-edition.html>  
[acceso 7/07]
- [12] Guía de uso del calibrador de temperatura Hart Scientific 9102-S  
<ftp://ftp.hartscientific.com/manuals/9100S.pdf>  
[acceso 10/07]
- [13] Guía de uso de las soluciones salinas para calibrar el sensor de humedad relativa.  
[http://www.deltaohm.com/ver05\\_06/Prodotti/Portatili/Termoigrometri/Manuali/Humiset\\_M es.pdf](http://www.deltaohm.com/ver05_06/Prodotti/Portatili/Termoigrometri/Manuali/Humiset_M es.pdf)  
[acceso 11/07]
- [14] ENERGY SERVICES PUBLICATIONS  
<http://www.wapa.gov/es/pubs/techbrf/co2.htm>  
[acceso ]
- [15] EPSCO2: Plataforma experimental d'absorció de CO<sub>2</sub> per plantes verdes.  
<https://upcommons.upc.edu/revistes/bitstream/2099/3450/1/016.pdf>  
[acceso 11/07]
- [16] Projecte Laboratori REAL  
<http://www.upc.es/mediambient/recerca/real1.html>  
[acceso 11/07]



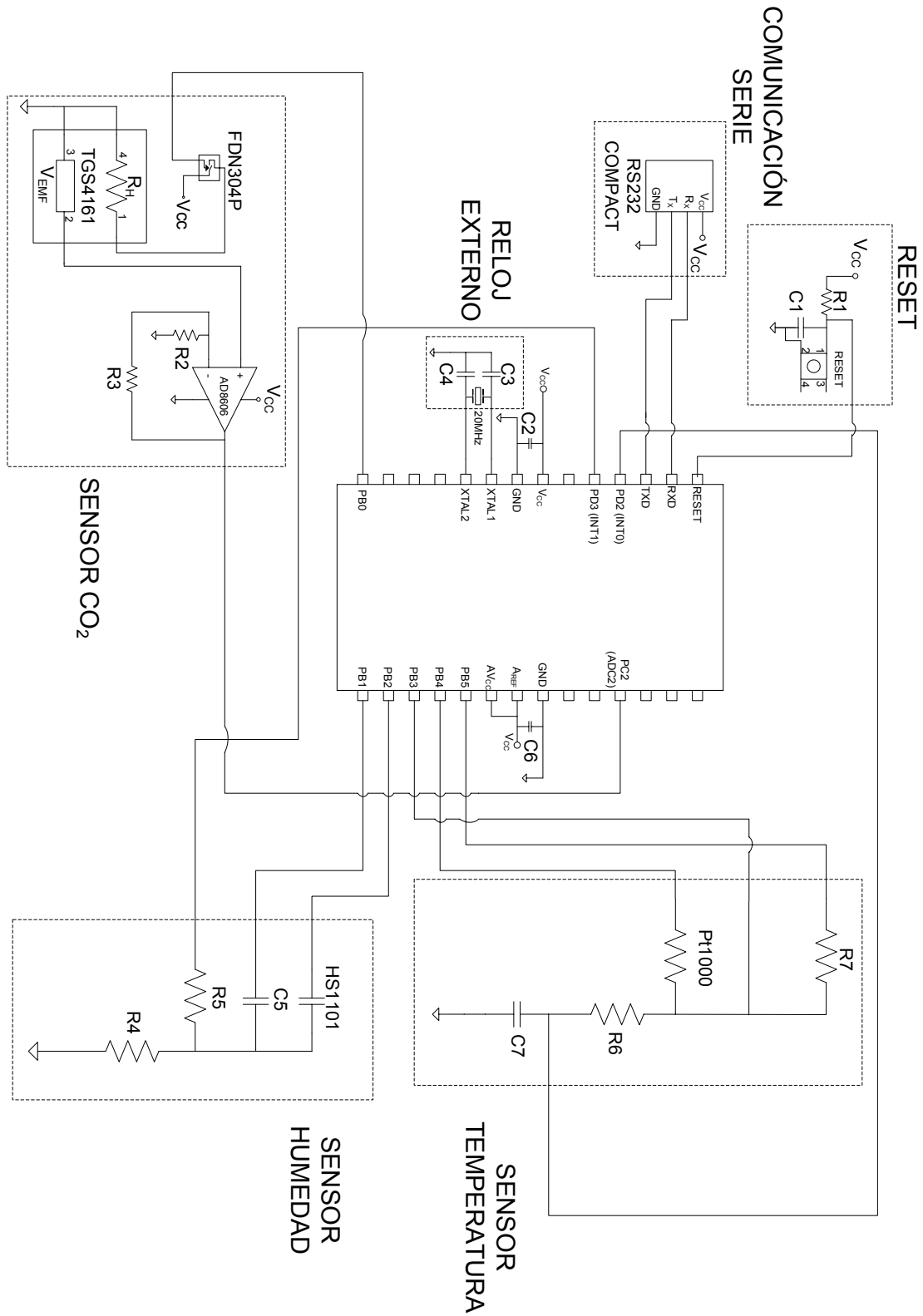
## BIBLIOGRAFÍA

- Reverter F., Pallàs-Areny R., *Direct Sensor-to-Microcontroller interface circuits*, Marcombo. Barcelona, 2005.
- Pallàs-Areny R., Webster J. G., *Sensors and Signal Conditioning*, 2n Edition. 2001.



# ANEXO I. ESQUEMAS CIRCUITALES

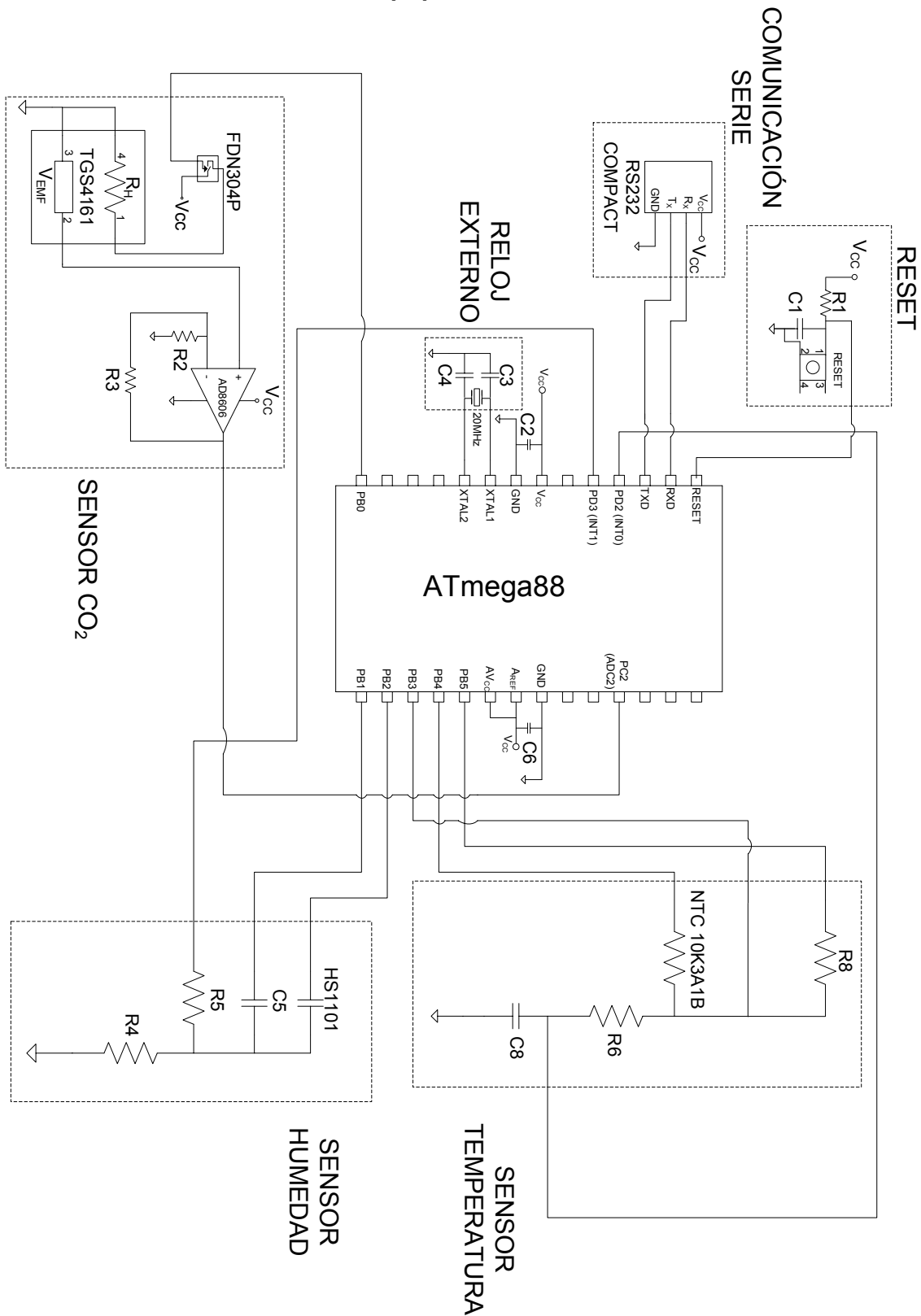
## ESQUEMA CIRCUITAL (A) DEL NODO SENSOR



Se presenta el nodo sensor con el sensor Pt1000 encargado de las medidas de temperatura.



# ESQUEMA CIRCUITAL (B) DEL NODO SENSOR



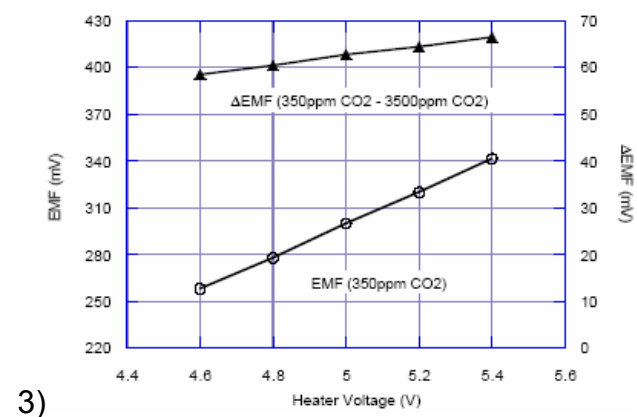
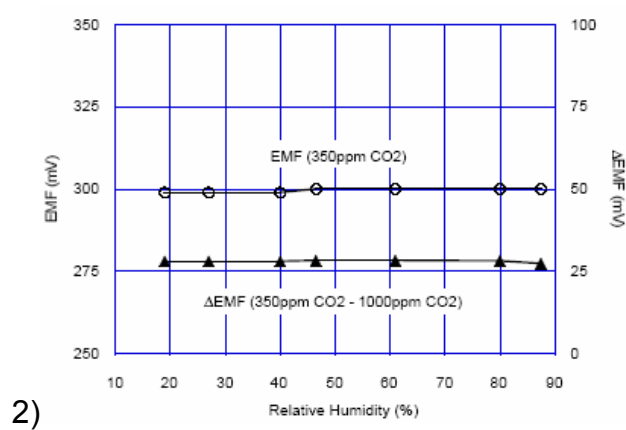
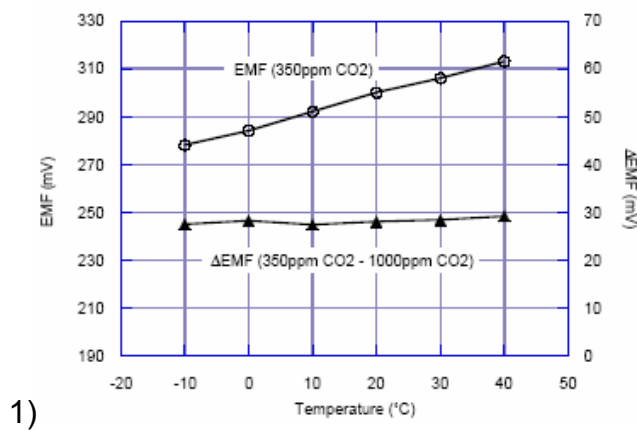
Se presenta el nodo sensor completo con el sensor NTC 10K3A1B encargado de las medidas de temperatura.



## ANEXO II. COMPORTAMIENTO DEL SENSOR TGS4161

Comportamiento del TGS4161 dependiendo de la temperatura, humedad relativa y voltaje de calentamiento

- 1) **Dependencia de la temperatura:** Como observamos en el gráfico 1 con el incremento de la temperatura el voltaje de salida del sensor (EMF) también se incrementa.
- 2) **Dependencia de la humedad relativa:** Como vemos en el gráfico 2 el sensor tiene muy poca dependencia con la humedad relativa.
- 3) **Dependencia del voltaje de calentamiento:** Como podemos ver en el gráfico 3 el voltaje de salida del sensor se incrementa a medida que se aumenta el voltaje de calentamiento del propio sensor.



Finalmente cabe destacar dos condiciones a partir de las cuales el sensor deja de ser fiable (el plazo suele ser aproximadamente 10 años):

- EMF < 100mV
- EMF(350 ppm) – EMF(3500 ppm) < 30 mV.





## **ANEXO III. HOJAS DE ESPECIFICACIONES**