



Escola Politècnica Superior  
de Castelldefels

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

# TRABAJO FINAL DE CARRERA

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

**TITULACIÓN: Ingeniería Técnica de Telecomunicación  
especialidad Sistemas de Telecomunicación**

**AUTOR: Luciano Cárdenas Antognazzi**

**DIRECTORES: Manel Gasulla Forner, Joan Albesa Querol**

**FECHA: 20/06/08**



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

**Autor:** Luciano Cárdenas Antognazzi

**Directores:** Manel Gasulla Forner, Joan Albesa Querol

**Fecha:** 20/06/08

### **Resumen**

En este trabajo se ha diseñado e implementado un nodo sensor autónomo para la medida ambiental del nivel de CO<sub>2</sub>, temperatura y humedad. El sistema está alimentado a pilas y envía los datos mediante comunicación inalámbrica. Este nodo estará integrado dentro de la red REALnet del Campus del Baix Llobregat de la UPC.

Para la medida de temperatura se usa un sensor resistivo mientras que para la de humedad se utiliza un sensor capacitivo. Estas dos medidas se llevan a cabo mediante una interfaz directa sensor-microcontrolador. La medida de concentración de CO<sub>2</sub> se realiza con un sensor electroquímico. Su señal de salida se acondiciona y posteriormente se digitaliza. La comunicación de datos entre el nodo sensor y la red se basa en la especificación ZigBee.

El nodo sensor es de bajo coste y bajo consumo para asegurar una larga duración de las pilas. El sistema de alimentación incorpora un convertidor DC-DC elevador con el fin de minimizar el número de pilas utilizadas y reducir así el tamaño final del nodo.

El trabajo concluye con la implementación del nodo sensor, su caracterización y ajuste, el encapsulado, y la mecanización en el lugar de medida, quedando de esta manera preparado para su utilización e integración en la red inalámbrica de sensores REALnet.

**Title: Autonomous node for the environmental measurement of CO<sub>2</sub>, temperature and humidity**

**Author: Luciano Cárdenas Antognazzi**

**Director: Manel Gasulla Forner, Joan Albesa Querol**

**Date: 20th June 2008**

## **Overview**

In this work a sensor node has been designed and implemented for environmental measurement of CO<sub>2</sub> level, temperature and humidity. The system is powered by primary batteries and sends the data via a wireless link. This node will be integrated into the REALnet of the Campus del Baix Llobregat of the UPC.

A resistive sensor is used to measure temperature whereas a capacitive sensor is used to measure relative humidity. Both measurements are performed using a direct sensor-to-microcontroller interface. An electrochemical sensor is used to measure the CO<sub>2</sub> level. Its output-signal is conditioned and converted into a digital signal. The ZigBee specification is used to communicate the sensor node with the wireless network.

The sensor node is low-cost and low-power to assure a large autonomy. The power supply uses a DC-DC converter in order to reduce the number of used batteries and then the size of the node.

The work ends with the implementation of the sensor node, its characterization and calibration, the casing, and the mechanization at the measurement point, being ready to be integrated into the wireless sensor network REALnet.

# ÍNDICE

|   |           |
|---|-----------|
| <b>INTRODUCCIÓN .....</b>   | <b>1</b>  |
| <b>CAPÍTULO 1. SENSORES UTILIZADOS.....</b>                             | <b>3</b>  |
| <b>1.1 Sensor de CO<sub>2</sub>.....</b>                                | <b>3</b>  |
| 1.1.1 Tipos de sensores.....  | 4         |
| 1.1.2 Comparativa .....   | 8         |
| 1.1.3 Sensor seleccionado .....   | 9         |
| <b>1.2 Sensor de temperatura .....</b>                                  | <b>11</b> |
| 1.2.1 Comparativa .....   | 11        |
| 1.2.2 Sensor seleccionado .....   | 12        |
| <b>1.3 Sensor de humedad .....</b>                                      | <b>12</b> |
| 1.3.1 Comparativa .....   | 12        |
| 1.3.2 Sensor seleccionado .....   | 13        |
| <b>CAPÍTULO 2. INTERFACES DE MEDIDA Y TRANSMISIÓN INALÁMBRICA .....</b> | <b>15</b> |
| <b>2.1 Interfaz directa sensor – microcontrolador .....</b>             | <b>15</b> |
| 2.1.1 Método de medida.....   | 15        |
| 2.1.2 Interfaz para el sensor resistivo (temperatura).....              | 15        |
| 2.1.3 Interfaz para el sensor capacitivo (humedad) .....                | 18        |
| <b>2.2 El microcontrolador (µC) .....</b>                               | <b>19</b> |
| 2.2.1 Características generales del ATmega88.....                       | 20        |
| <b>2.3 Interfaz para el sensor de CO<sub>2</sub>.....</b>               | <b>21</b> |
| 2.3.1 Conversor analógico digital (ADC).....                            | 21        |
| 2.3.2 Acondicionamiento de la señal.....                                | 24        |
| <b>2.4 Transmisión inalámbrica .....</b>                                | <b>26</b> |
| 2.4.1 Características principales del estándar ZigBee .....             | 26        |
| 2.4.2 Características del módulo ETRX2 .....                            | 27        |
| 2.4.3 Nodo receptor.....  | 28        |
| 2.4.4 Nodo sensor.....  | 28        |
| <b>CAPÍTULO 3. ALIMENTACIÓN Y CONSUMO DEL CIRCUITO .....</b>            | <b>30</b> |
| <b>3.1 Consideraciones generales.....</b>                               | <b>30</b> |
| 3.1.1 Tensiones de alimentación .....                                   | 30        |
| 3.1.2 Comparativa de pilas .....  | 31        |
| 3.1.3 Pilas seleccionadas .....   | 31        |
| <b>3.2 Alimentación del sensor de CO<sub>2</sub>.....</b>               | <b>32</b> |
| 3.2.1 Selección del convertidor .....                                   | 32        |
| 3.2.2 Convertidor seleccionado .....                                    | 33        |
| <b>3.3 Alimentación del circuito de acondicionamiento.....</b>          | <b>34</b> |
| 3.3.1 Tensión de alimentación.....                                      | 34        |
| 3.3.2 Tensión de referencia .....                                       | 35        |
| <b>3.4 Consumo del sistema .....</b>                                    | <b>35</b> |

|   |   |           |
|---|---|-----------|
| 3.4.1   | Estimación del consumo.....   | 35        |
| 3.4.2   | Consumo medido.....   | 37        |
| <b>CAPÍTULO 4. PROGRAMACIÓN Y PROCESADO DE DATOS .....</b>            |   | <b>40</b> |
| 4.1   | Programación del nodo sensor.....   | 40        |
| 4.2   | Adquisición y procesado de los datos en el nodo receptor .....                | 43        |
| <b>CAPÍTULO 5. CARACTERIZACIÓN Y CALIBRACIÓN .....</b>                |   | <b>45</b> |
| 5.1   | <b>Caracterización del sistema .....</b>                                      | <b>45</b> |
| 5.1.1   | Caracterización de la impedancia de salida del TGS4161 .....                  | 45        |
| 5.1.2   | Análisis de la salida del TGS4161 en corte de la tensión de alimentación..... | 47        |
| 5.1.3   | Estudio de las medidas de la tensión del sensor de CO <sub>2</sub> .....      | 48        |
| 5.1.4   | Caracterización del sensor de temperatura .....                               | 50        |
| 5.2   | <b>Calibración del sistema .....</b>  | <b>51</b> |
| 5.2.1   | Calibración del sistema para la medida de temperatura .....                   | 51        |
| 5.2.2   | Calibración el sistema para la medida de humedad .....                        | 51        |
| 5.2.3   | Calibración del sistema para la medida de CO <sub>2</sub> .....               | 53        |
| <b>CAPÍTULO 6. CONCLUSIONES .....</b>                                 |   | <b>56</b> |
| 6.1   | Objetivos conseguidos .....   | 56        |
| 6.2   | Futuras líneas de trabajo .....   | 57        |
| 6.3   | Impacto ambiental .....   | 57        |
| <b>REFERENCIAS.....</b>   |   | <b>58</b> |
| <b>BIBLIOGRAFÍA .....</b>   |   | <b>61</b> |
| <b>ANEXO A. INFORMACIÓN TÉCNICA DEL TGS4161.....</b>                  |   | <b>62</b> |
| <b>ANEXO B. HOJA DE ESPECIFICACIONES DEL PT1000 .....</b>             |   | <b>72</b> |
| <b>ANEXO C. HOJA DE ESPECIFICACIONES DEL HS1101LF.....</b>            |   | <b>73</b> |
| <b>ANEXO D. DATOS MÁS RELEVANTES DEL DATASHEET DEL AD8607 ...</b>     |   | <b>75</b> |
| <b>ANEXO E. DATOS MÁS RELEVANTES DEL DATASHEET DEL MAX683... </b>     |   | <b>77</b> |
| <b>ANEXO F. ENCAPSULADO Y MECANIZADO .....</b>                        |   | <b>79</b> |
| <b>ANEXO G. REGISTROS PROGRAMADOS EN EL MÓDULO ZIGBEE ETRX2 .....</b> |   | <b>80</b> |

|   |           |
|---|-----------|
| <b>ANEXO H. RECOMENDACIONES DEL SMC (SERVEI METEOROLÒGIC DE CATALUNYA).....</b> | <b>81</b> |
| <b>ANEXO I. SISTEMA COMPLETO .....</b>  | <b>82</b> |
| <b>ANEXO J. MONTAJE DEL CIRCUITO.....</b>                                       | <b>84</b> |
| <b>ANEXO K. COSTE FINAL DEL NODO SENSOR .....</b>                               | <b>85</b> |

### Índice de tablas

|           |  |    |
|-----------|--|----|
| Tabla 1.1 | Efectos del CO <sub>2</sub> sobre una persona.....   | 3  |
| Tabla 1.2 | Comparativa de sensores NDIR.....  | 6  |
| Tabla 1.3 | Comparativa de sensores electroquímicos.....   | 8  |
| Tabla 1.4 | Comparativa entre las especificaciones de los sensores de CO <sub>2</sub> seleccionados..... | 9  |
| Tabla 1.5 | Comparativa de RTDs.....   | 11 |
| Tabla 1.6 | Comparativa entre sensores de humedad capacitivos.....                                       | 13 |
| Tabla 3.1 | Tensiones de alimentación de los componentes activos .....                                   | 30 |
| Tabla 3.2 | Comparativa de pilas de litio.....   | 31 |
| Tabla 3.3 | Comparativa entre diferentes convertidores DC – DC elevadores.....                           | 33 |
| Tabla 3.4 | Tiempos estimados de funcionamiento diario de cada dispositivo.....                          | 36 |
| Tabla 3.5 | Consumos teóricos estimados del sistema.....   | 37 |
| Tabla 3.6 | Consumos experimentales del sistema.....   | 38 |
| Tabla 5.1 | Medidas experimentales de temperatura.....   | 50 |
| Tabla 5.2 | Medidas de la capacidad de calibración de humedad.....                                       | 51 |
| Tabla K.1 | Coste final del nodo sensor.....   | 84 |

## Índice de figuras

|           |   |    |
|-----------|---|----|
| Fig. 0.1  | Diagrama de bloques del sistema.....  | 1  |
| Fig. 1.1  | Método no dispersivo IR.....  | 5  |
| Fig. 1.2  | Esquema del sensor NDIR de dos canales.....   | 5  |
| Fig. 1.3  | Estructura del sensor electroquímico.....   | 7  |
| Fig. 1.4  | Sensor TGS4161 y disposición de sus pines.....  | 9  |
| Fig. 1.5  | Curva característica del TGS4161.....   | 10 |
| Fig. 2.1  | Tiempo de carga / descarga del circuito RC.....   | 15 |
| Fig. 2.2  | Circuito de medida de la temperatura usando interfaz directa sensor-microcontrolador con dos resistencias de calibración..... | 16 |
| Fig. 2.3  | Circuito de medida de la humedad usando interfaz directa sensor-microcontrolador con un condensador de calibración.....       | 18 |
| Fig. 2.4  | Circuito acondicionador de la señal del sensor de CO <sub>2</sub> .....   | 24 |
| Fig. 2.5  | Módulo ZigBee ETRX2.....  | 28 |
| Fig. 3.1  | Curva de descarga de la pila L91.....   | 32 |
| Fig. 3.2  | Circuito de operación estándar del MAX683.....  | 34 |
| Fig. 4.1  | Diagrama de flujo de la programación del microcontrolador.....  | 41 |
| Fig. 4.2  | Diagrama de bloques de la aplicación para la adquisición de datos.....  | 43 |
| Fig. 5.1  | Circuito de medida de la tensión del TGS4161.....   | 45 |
| Fig. 5.2  | Circuito de medido para la caracterización de la impedancia del TGS4161.....  | 45 |
| Fig. 5.3  | Salida del TGS4161 en desconexión de la tensión de alimentación.....  | 46 |
| Fig. 5.4  | Salida del TGS4161, diez minutos alimentado y diez sin alimentación.....  | 47 |
| Fig. 5.5  | Comparativa de medidas del instante inicial de alimentación del sensor de CO <sub>2</sub> .....                               | 48 |
| Fig. 5.6  | Comparativa de la tensión de salida entre tres ejemplares del sensor de CO <sub>2</sub> .....                                 | 48 |
| Fig. 5.7  | Comparativa de la tensión de salida de los sensores alimentados de forma cíclica.....   | 49 |
| Fig. 5.8  | Calibrador de temperatura 9102-S.....   | 49 |
| Fig. 5.9  | Salas de calibración de humedad.....  | 51 |
| Fig. 5.10 | Curva comparativa entre los métodos de calibración de humedad.....  | 52 |
| Fig. 5.11 | Método de calibración del sensor de CO <sub>2</sub> .....   | 54 |
| Fig. F.1  | Montaje del dispositivo en el sitio definitivo.....   | 78 |
| Fig. I.1  | Diagrama de bloques del sistema nodo autónomo.....  | 81 |
| Fig. I.2  | Circuito completo del nodo sensor.....  | 82 |
| Fig. J.1  | Montaje final del circuito.....   | 83 |







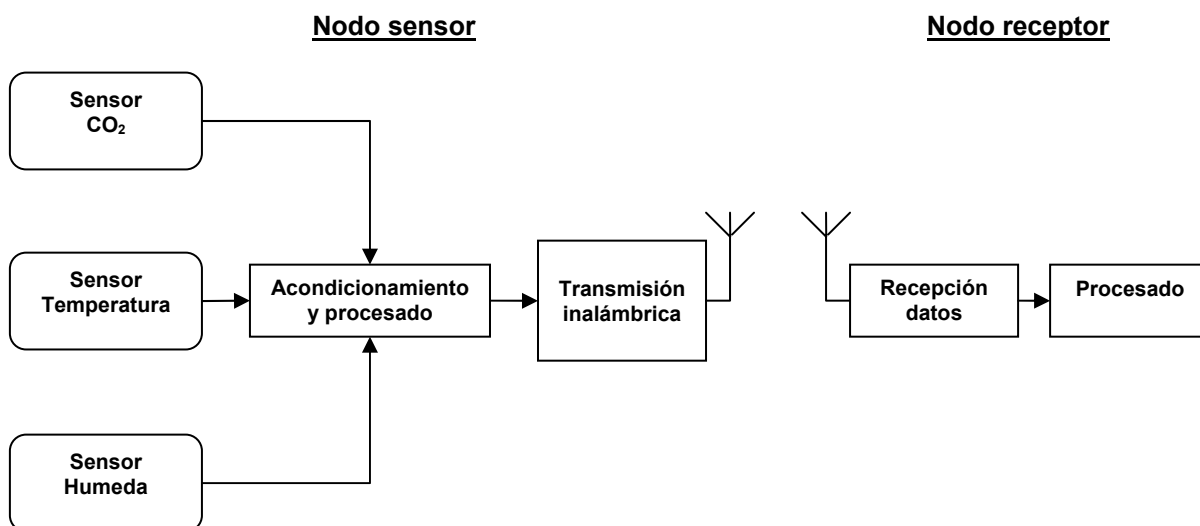
## INTRODUCCIÓN

Las redes de sensores inalámbricas están consideradas por algunos autores como una de las tecnologías que marcará el siglo XXI. Una de las aplicaciones de este tipo de redes es la de monitorización ambiental. En este proyecto se ha realizado un nodo sensor para la medida de temperatura, humedad y CO<sub>2</sub>, que formará parte de la red REALnet de la UPC que se encuentra actualmente en proceso de expansión.

En el diseño se ha tenido en cuenta que el dispositivo cumpla con los siguientes requisitos:

- Bajo coste
- Tamaño reducido
- Bajo consumo
- Alimentación a pilas con un año de autonomía
- Comunicación inalámbrica
- Preparado para estar a la intemperie

La figura 0.1 muestra el diagrama de bloques del sistema que consta de dos nodos. El nodo sensor realiza las medidas mediante tres sensores, acondiciona y procesa los datos y los envía de forma inalámbrica. Los datos son recibidos por el nodo receptor, en donde se representan y archivan los parámetros medidos.



**Fig. 0.1** Diagrama de bloques del sistema

El trabajo está distribuido en 6 capítulos que se describen brevemente a continuación:

El capítulo 1 describe los sensores utilizados. Se realiza un estudio de los diferentes sensores de CO<sub>2</sub> y una revisión de las características de los sensores de temperatura y humedad utilizados en el proyecto. La elección de los sensores de temperatura y humedad se ha basado en las recomendaciones del SMC (Servei Meteorològic de Catalunya), mientras que el sensor de CO<sub>2</sub> se ha elegido por su precio favorable y su bajo consumo.

El capítulo 2 presenta las interfaces de medida. Se describe el método de interfaz directa sensor–microcontrolador que se utiliza para las medidas de temperatura (sensor resistivo) y humedad (sensor capacitivo). Se justifica la elección del  $\mu$ C y se analizan sus características principales. Se realiza un análisis de la incertidumbre del ADC utilizado y se diseña el circuito de acondicionamiento. También se describe el sistema de transmisión inalámbrica.

El capítulo 3 presenta el sistema de alimentación del nodo sensor. Se analizan diferentes pilas en base a las necesidades de los componentes activos, tamaño y coste del diseño. Se describe como se alimenta el circuito de acondicionamiento de CO<sub>2</sub> y el convertidor DC –DC que se utilizará. El capítulo concluye con una estimación del consumo y su medida.

El capítulo 4 describe, basándose en diagramas de flujo, la programación del microcontrolador del nodo sensor y del programa de captura y procesado de los datos en el nodo receptor.

El capítulo 5 presenta los resultados experimentales obtenidos y la caracterización y calibración del nodo sensor.

El capítulo 6 describe las conclusiones y los objetivos conseguidos, propuestas de trabajo futuro y consideraciones sobre impacto ambiental.

## CAPÍTULO 1. SENSORES UTILIZADOS

En este capítulo se realiza un estudio de los diferentes tipos de sensores para la medida de CO<sub>2</sub> y se selecciona el más adecuado. Para los sensores de humedad y temperatura también se seleccionan los dispositivos más idóneos. El estudio parte de un TFC previo desarrollado en el grupo de investigación ISI (Instrumentación, Sensores e Interfaces) de la UPC [1].

### 1.1 Sensor de CO<sub>2</sub>

El CO<sub>2</sub> (dióxido de carbono) es un gas incoloro e inodoro. Un metro cúbico pesa alrededor de 2 Kg (el mismo volumen de aire pesaría 1,3 Kg). El CO<sub>2</sub> se origina por la combustión y descomposición de material carbónico como la madera y otras biomásas como el gas natural, el petróleo, el carbón y sus derivados, pero también por la respiración de personas y animales. Las plantas por el contrario absorben CO<sub>2</sub> del aire para incorporar al organismo el carbono contenido. La tabla 1.1 muestra los efectos de la concentración de CO<sub>2</sub> en el aire sobre una persona.

**Tabla 1.1** Efectos del CO<sub>2</sub> sobre una persona [2].

| Porcentaje de CO <sub>2</sub> (%)* | Efectos sobre una persona                      |
|------------------------------------|--|
| 0,038                              | Valor medio global                             |
| 0,07                               | Aire de la ciudad en espacio abierto           |
| 0,08                               | Creciente sensibilidad a los olores            |
| 0,14                               | Aire de la ciudad en casa                      |
| 0,4                                | Valor máximo en el aula de estudio             |
| 0,5                                | Valor TLV (Valor máximo para un trabajador)    |
| 2                                  | Valor tolerable a corto plazo                  |
| 2,5                                | Estado de embriaguez incipiente en buceadores  |
| 3                                  | Problemas de respiración incipientes           |
| 4 – 5,2                            | Aire de expiración                             |
| 5                                  | Aparición de mareos y pérdida del conocimiento |
| 6 – 8                              | Apariciones de parálisis                       |
| 8 – 10                             | Dosis mortal                                   |

\* 1 % = 10000 ppm (partes por millón)

La concentración de CO<sub>2</sub> en el aire a nivel global ha ido aumentando con el paso de los años hasta situarse en la actualidad en una media de aproximadamente 380 ppm.

Existen organizaciones a nivel mundial como la WMO (*World Meteorological Organization*) que lleva a cabo el programa GAW (*Global Atmosphere Watch*)

de medida de este gas, entre otros. Existen diversas estaciones en todo el mundo, estando una de ellas situada en España, en el observatorio de Izaña (Tenerife) [3] [4]. La técnica recomendada para medir CO<sub>2</sub> en la atmósfera de estas estaciones es la de Análisis NDIR (*Non Dispersive InfraRed*). Actualmente con un programa de calibraciones con muestras de gases y a su vez de intercambio de estas muestras se pretende llegar a un error de 0,1 ppm en las medidas [5].

La red de vigilancia y previsión de la contaminación atmosférica (XVPCA) se ocupa de medir los gases contaminantes que pueden ser peligrosos en Catalunya. Las estaciones automáticas están distribuidas por toda la comunidad y miden hasta 13 tipos diferentes de gases dependiendo de la estación, pero ninguna mide CO<sub>2</sub> [6].

No se han encontrado normativas que describan el rango de medida recomendado para el CO<sub>2</sub>. En este proyecto se escoge un rango de 350 ppm, que es un poco menor a la concentración media de la atmósfera, hasta 5000 ppm que es el máximo recomendado para un trabajador. Este amplio rango responde a la voluntad de que el nodo sensor se aplique tanto a medidas en exteriores como en interiores.

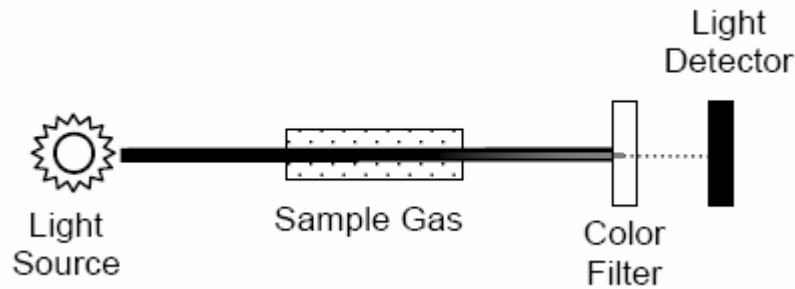
### 1.1.1 Tipos de sensores

Existen diferentes técnicas para la medida de CO<sub>2</sub>. En este trabajo, de manera sintética, se han analizado los siguientes tipos de sensores: NDIR, resistivos y electroquímicos.

#### **Sensores NDIR (*Non Dispersive InfraRed*)**

Esta técnica aprovecha la propiedad de que muchos gases absorben radiación en una zona de luz infrarroja determinada, que se encuentra entre 2 y 14 micrómetros. Estas absorciones muestran características únicas para cada uno de los gases, permitiendo que se puedan deducir sus concentraciones.

Dentro de la cavidad del sensor, en donde se encuentra el gas, está la fuente de luz infrarroja y el detector infrarrojo (figura 1.1). La luz que pasa hacia los detectores lo hace a través de un filtro cuyas características dependen del gas a ser medido. De esta manera, según cuanta luz se recoja en los detectores, se puede medir la concentración del gas [7].

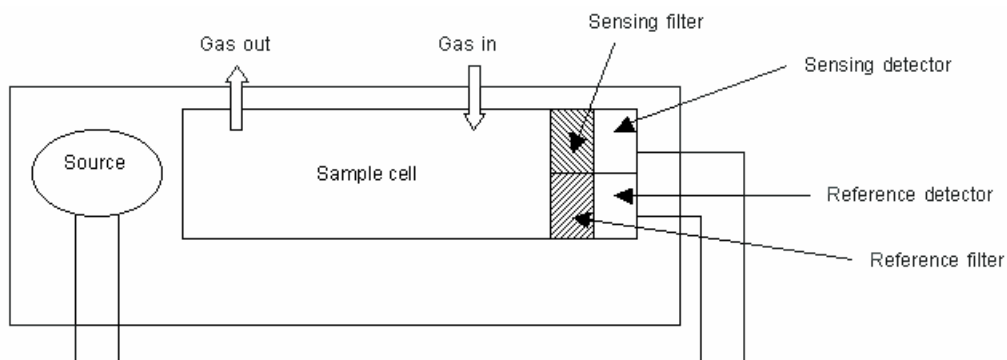


**Fig. 1.1** Método no dispersivo IR (tomado de RAE Systems Inc.)

Para el caso del  $\text{CO}_2$  la longitud de onda de absorción es de  $4,26 \mu\text{m}$ , es decir, que en la fabricación del sensor NDIR se utiliza un filtro óptico que sólo deja pasar esta longitud de onda hacia el detector de presencia de  $\text{CO}_2$  [7].

Los dispositivos comercialmente disponibles tienen dos detectores, el detector de presencia del gas a analizar y otro que se utiliza como referencia y que tiene otro filtrado diferente.

La figura 1.2 muestra un esquema de cómo están constituidos estos sensores. Se debe alimentar la lámpara infrarroja (*Source*) con una señal determinada que especifica el fabricante. En un principio se debe realizar una rutina de calibración con unos valores de temperatura y de  $\text{CO}_2$  determinados y guardar estos datos en una memoria. El proceso de medida del gas consiste en monitorear las tensiones de las salidas (*Sensing detector* y *Reference detector*) y realizar unos cálculos utilizando también los datos de calibración previamente guardados [7a].



**Fig. 1.2** Esquema del sensor NDIR de dos canales (tomado de City Technology)

Las ventajas que presentan los sensores NDIR son su reducido tiempo de calentamiento y su bajo consumo. Por el contrario las desventajas son que el procesado de las señales, la rutina de calibración y el cálculo de la medida son procesos relativamente complicados. Además, su precio es relativamente elevado comparado con los sensores electroquímicos.

La tabla 1.2 muestra una comparativa de tres sensores NDIR de CO<sub>2</sub> comerciales. Cabe destacar que no existen diferencias relevantes entre ellos, si bien el de Alphasense no cumple con el rango de medida requerido. El fabricante e2V es el que más información técnica proporciona [7b].

**Tabla 1.2** Comparativa de sensores NDIR

| Fabricante y modelo  | Alphasense<br>IR-CO2-A1   | e2V<br>IR11BD             | City Technology<br>IRceL® CO2 |
|--|---------------------------|---------------------------|-------------------------------|
| Tensión de alimentación (V)                                    | 3 – 5                     | 3 – 15                    | 3 - 5                         |
| Tensión de alimentación de la lámpara (V) Ciclo de trabajo (%) | 3 – 5<br>50 %             | 3 – 5<br>50 %             | 3 – 5<br>50 %                 |
| Consumo de corriente (mA)                                      | 60                        | 60                        | No disponible                 |
| Frecuencia recomendada de trabajo (Hz)                         | 2 – 2.25                  | 4                         | 2                             |
| Condiciones de trabajo   | -20 a 50 °C<br>0 a 95 %RH | -20 a 55 °C<br>0 a 95 %RH | -20 a 50 °C<br>0 a 99 % RH    |
| Tiempo de respuesta a 20 °C (seg)                              | < 40                      | < 30                      | < 35                          |
| Tiempo de calentamiento (s)                                    | < 30                      | < 30                      | < 10                          |
| Rango de detección (ppm)                                       | 0 - 3000                  | 0 - 5000                  | 0 – 5000                      |
| Precio (€)   | 109                       | 115                       | ---                           |

### Sensores Resistivos

Existen dos tipos de sensores resistivos para gases, los catalíticos (*Pellistor*) y los del tipo *Metal oxide semiconductor*. Sin embargo, no se han encontrado dispositivos para la medida de CO<sub>2</sub>. Aún así, se describe su principio de funcionamiento.

Los sensores de gas catalíticos utilizan una fina bobina de platino que cuando se calienta llega a una temperatura de unos 450 °C. Esta bobina está incrustada dentro de una unidad (*pellet*) que se encuentra impregnada en un material catalizador. Cuando un gas inflamable entra en contacto con la superficie del catalizador se quema y se convierte en óxido, esto aumenta la temperatura del conductor con lo que se modifica su resistencia. Para compensar la temperatura ambiente y la humedad, se utiliza otro *pellistor* similar, pero sin catalizador conectado en serie [8]. Este método se utiliza para la medida de gases inflamables.



Los sensores resistivos del tipo *Metal oxide semiconductor* se basan en el cambio de conductividad de óxidos semiconductores, dependiendo de la concentración de oxígeno en el ambiente. Se utilizan diferentes materiales en su construcción y se calientan a una determinada temperatura según el gas que se quiere detectar. Para cierto rango de concentración del gas en cuestión, la resistencia del sensor se puede expresar como:

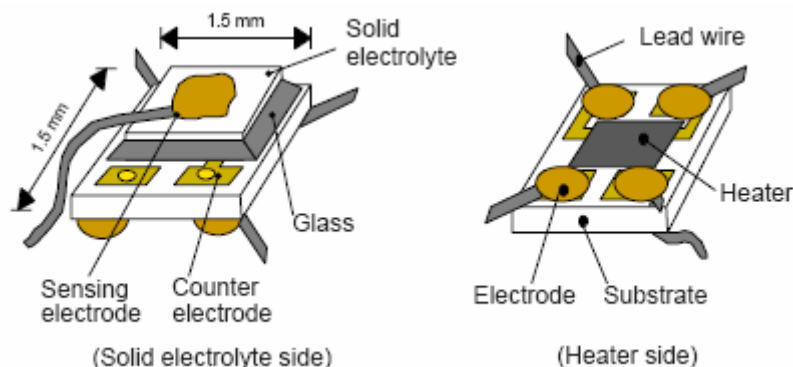
$$R = A[C]^{-\alpha} \quad (1.1)$$

Donde  $A$  y  $\alpha$  son constantes y  $C$  es la concentración del gas.

### Sensores Electroquímicos

Un sensor electroquímico consiste de un electrodo sensor (cátodo) y un contra electrodo (ánodo) separados por una delgada capa de electrolito. El gas que entra en contacto con el sensor reacciona sobre la superficie del electrodo sensor generando una reacción de oxidación o reducción. Los materiales del electrodo, específicamente desarrollados para el gas de interés, catalizan estas reacciones. Una tensión proporcional a la concentración de gas es generada, la que puede ser medida para determinar la concentración de gas.

Existen diferentes maneras en que los sensores electroquímicos están contruidos, dependiendo del tipo de gas a detectar y del fabricante. La tecnología más utilizada en los sensores electroquímicos disponibles en el mercado para la medida de  $\text{CO}_2$  es la del tipo de electrolito sólido. La figura 1.3 muestra la disposición de los diferentes elementos que conforman un sensor electroquímico de electrolito sólido. El elemento sensor consiste en un electrolito sólido de sodio ( $\text{Na}^+$ ) ubicado entre dos electrodos (Fig. 1.3 izquierda). El cátodo (*sensing electrode*) consiste en carbonato de litio y oro, mientras que el ánodo (*counter electrode*) es de oro. El elemento sensor está dispuesto sobre una resistencia de calentamiento impresa (Figura 1.3 derecha) de sustrato de óxido cerámico ( $\text{RuO}_2$ ) [anexo A].



**Fig. 1.3** Estructura del sensor electroquímico (tomado de Figaro Inc.)

Para que el sensor funcione correctamente se requiere de una tensión que especifica el fabricante aplicada a la resistencia de calentamiento (*Heater*) con el fin de mantener el elemento sensor a una temperatura óptima de funcionamiento. Entre los pines *Counter electrode* y *Sensing electrode* se genera una tensión de salida que depende logarítmicamente de la concentración de CO<sub>2</sub>. La reacción electroquímica que se produce tiene lugar en el anexo A apartado 1.4.

Las ventajas de este sensor son su consumo muy bajo, su tamaño muy reducido y que no requiere de un circuito asociado complicado ni de cálculos complejos. Su precio es relativamente bajo comparado con otros tipos de sensores de CO<sub>2</sub>.

La tabla 1.3 muestra una comparativa de tres modelos comerciales que cumplen con las especificaciones técnicas demandadas. El más adecuado para nuestro proyecto es el modelo TGS4161 de Figaro [anexo A] por su reducido consumo.

**Tabla 1.3** Comparativa de sensores electroquímicos

| Marca y modelo                  | Figaro<br>TGS4161         | Figaro<br>TGS4160         | Hanwei<br>MG811           |
|---------------------------------|---------------------------|---------------------------|---------------------------|
| Tensión de calentamiento (V)    | 5 ± 0,2 DC                | 5 ± 0,2 DC                | 6 ± 0,1 AC o DC           |
| Corriente de calentamiento (mA) | 50                        | 250                       | 200                       |
| Consumo de potencia (mW)        | 250                       | 1250                      | 1200                      |
| Condiciones de trabajo          | -10 a 50 °C<br>5 a 95 %RH | -10 a 50 °C<br>5 a 95 %RH | -20 a 50 °C<br>5 a 95 %RH |
| EMF a 350 ppm CO <sub>2</sub>   | 220~490 mV                | 220~490 mV                | ~ 325 mV                  |
| ΔEMF<br>350 ppm – 3500 ppm      | 44 ~ 72 mV                | 44 ~ 72 mV                | N / A                     |
| Rango de detección (ppm)        | 350 – 10000               | 350 – 50000               | 350 - 10000               |

### 1.1.2 Comparativa

La tabla 1.4 compara los dos sensores que se han considerado más idóneos de cada una de las tecnologías descritas anteriormente. Ambos dispositivos cumplen con el rango de medida requerido, presentan un consumo reducido y un rango de detección adecuado. Sin embargo, el dispositivo NDIR requiere un circuito de acondicionamiento y un procesamiento de datos relativamente complejo. Además, su precio es bastante superior al dispositivo electroquímico. Por lo tanto, se ha escogido el sensor electroquímico TGS4161 de Figaro para este proyecto.

**Tabla 1.4** Comparativa entre las especificaciones de los sensores de CO<sub>2</sub> seleccionados

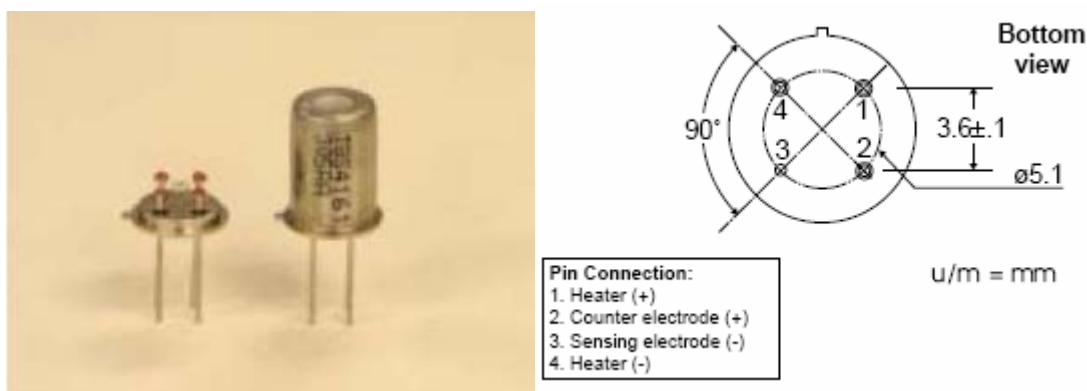
| Marca y modelo                       | Figaro<br>TGS4161         | e2V<br>IR11BD             |
|--------------------------------------|---------------------------|---------------------------|
| Tecnología                           | Electroquímico            | NDIR                      |
| Tensión de alimentación (V)          | 5 ± 0.2                   | 3 – 15                    |
| Potencia consumida (mW)              | 250 mW                    | 180 mW                    |
| Consumo de corriente (mA)            | 50                        | 60                        |
| Condiciones de trabajo               | -10 a 50 °C<br>5 a 95 %RH | -20 a 55 °C<br>0 a 95 %RH |
| Tiempo de respuesta (seg)<br>A 20 °C | 90                        | < 30                      |
| Rango de detección (ppm)             | 350 - 10000               | 0 – 5000                  |
| Procesado de datos                   | Simple                    | Complejo                  |
| Circuito asociado                    | Simple                    | Complejo                  |
| Precio                               | 30 €                      | 115 €                     |

### 1.1.3 Sensor seleccionado

Algunas de las características se han citado en la tabla 1.3. Además, otras características son:

- Alta selectividad al dióxido de carbono
- Tamaño reducido
- Baja dependencia de la humedad
- Bajo consumo
- Larga vida y bajo coste

En las hojas de especificaciones [9] (anexo A) se pueden encontrar los detalles. La figura 1.4 se muestra el sensor TGS4161 y la disposición de sus pines.



**Fig. 1.4** Sensor TGS4161 y disposición de sus pines (tomado de Figaro Inc).

La tensión entre los terminales 2 y 3 exhibe un comportamiento lineal con el logaritmo de la concentración de dióxido de carbono. De la información del fabricante, la diferencia de fuerzas electromotrices ( $\Delta EMF$ ) se define como:

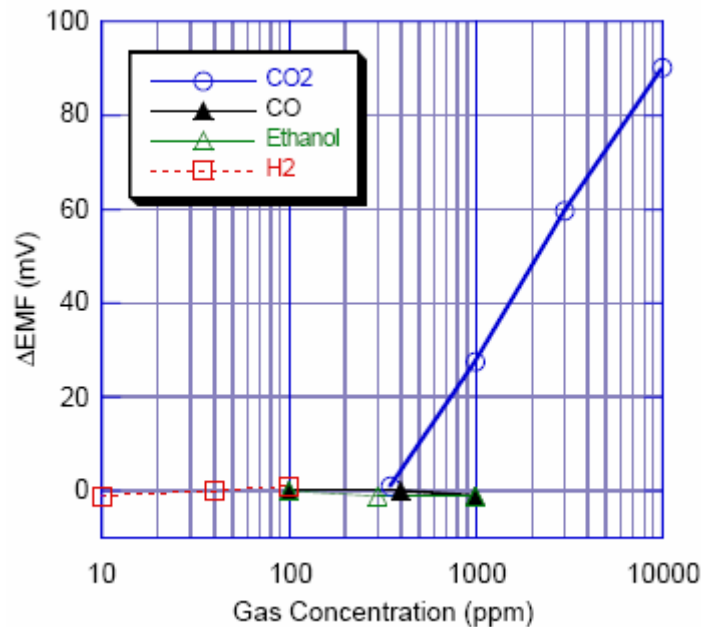
$$\Delta EMF = EMF1 - EMF2 \quad (1.2)$$

donde:

$EMF1$  = EMF a 350 ppm

$EMF2$  = EMF a la concentración medida

La figura 1.5 muestra esta dependencia lineal así como la alta selectividad al CO<sub>2</sub> con respecto a otros gases.



**Fig. 1.5** Curva característica del TGS4161 (tomado de Fígaro Inc.)

El sensor tiene una alta dependencia de la EMF absoluta con la temperatura. Por el contrario,  $\Delta EMF$  se mantiene relativamente constante frente a los cambios de temperatura (anexo A, Fig. 5). La tensión de calentamiento del sensor también es muy determinante en la EMF absoluta. En el diseño del nodo sensor se deberá tener en cuenta que esta tensión sea estable para no introducir errores en la medida (anexo A, Fig. 7).

Debido a que el sensor tiene una impedancia de salida muy elevada el fabricante recomienda en su hoja de especificaciones utilizar un amplificador operacional (como seguidor de tensión) con alta impedancia de entrada (mayor que 100 G $\Omega$ ) y una corriente de polarización muy pequeña (menor que 1 pA) (anexo A, Fig.2 ).

## 1.2 Sensor de temperatura

El estudio de los diferentes tipos de sensores de temperatura se ha realizado en [1]. En este apartado se justifica la elección del sensor de temperatura y se citan las características del sensor seleccionado.

### 1.2.1 Comparativa

Para la elección del sensor que utilizaremos en nuestro proyecto nos hemos guiado por las recomendaciones proporcionadas por el SMC (anexo H). A su vez, el SMC se basa en la normativa que da la Organización Meteorológica Mundial (OMM), que la regula en la actualidad.

Las recomendaciones son las siguientes:

- Unidad de medida: Grado Celsius (°C)
- Rango de operación: -40 a +55 °C
- Tecnología: Resistencia de platino normalizada
- Resolución: 0,1 °C
- Exactitud: ±0,2 °C

Siguiendo las recomendaciones del SMC a la hora de buscar un sensor nos centramos en las RDT (*resistance temperature detection*) de platino. Este dispositivo es muy lineal en un amplio rango de temperatura y la variación de la resistencia respecto a la temperatura viene dada por la siguiente expresión:

$$R = R_0 \cdot (1 + \alpha \cdot (T - T_0)) \quad (1.3)$$

Donde  $R_0$  es la resistencia a 0 °C. 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 a 0 °C. Para la elección del sensor RTD se ha realizado una comparación en la tabla 1.5.

**Tabla 1.5** Comparativa de RTDs

| Modelo        | Clase | Exactitud [°C]* | Resistencia nominal [Ω] |
|---------------|-------|-----------------|-------------------------|
| <b>Pt1000</b> | A     | ± (0,15+0,002T) | 1000                    |
| <b>Pt1000</b> | B     | ± (0,3+0,005T)  | 1000                    |
| <b>Pt100</b>  | A     | ± (0,15+0,002T) | 100                     |
| <b>Pt100</b>  | B     | ± (0,3+0,005T)  | 100                     |

T: Temperatura en °C y en valor absoluto

Ambos sensores de clase B fueron descartados ya que la exactitud está fuera de las recomendaciones proporcionadas por el SMC. Además se ha optado por el sensor Pt1000 ya que presenta mayor valor de resistencia que el sensor Pt100 y por lo tanto, por el tipo de interfaz de medida que se utiliza, tendremos un consumo más reducido. El sensor del tipo RTD escogido es un Pt1000 de clase A del fabricante Labfacility (anexo B).

### 1.2.2 Sensor seleccionado

Las principales características del sensor Pt1000 de Labfacility son:

- Rango de medida: -70 °C a +600 °C
- Tolerancia:  $\pm(0,15 \text{ °C} + 0,002T)$  Clase A
- $\alpha = 0,00385 \text{ } \Omega/\Omega/\text{°C}$
- Sensibilidad:  $3,85 \text{ } \Omega / \text{°C}$
- Resistencia nominal (0 °C): 1000  $\Omega$
- Precio: 8,21 € (14/06/08)

El sensor cumple con las recomendaciones del SMC en un rango de medida de -25 °C a 25 °C. Para el rango requerido la incertidumbre máxima será de 0,26 °C, muy próximo a la recomendación del SMC, por lo que se ha decidido no efectuar la calibración del sensor.

## 1.3 Sensor de humedad

El estudio de los diferentes tipos de sensores de humedad se ha realizado en [1]. En este apartado se justifica la elección del sensor de humedad y se citan las características del sensor seleccionado.

### 1.3.1 Comparativa

Para la elección del sensor nos hemos guiado nuevamente por las recomendaciones proporcionadas por el SMC (anexo H), que son las siguientes:

- Unidad de medida: Tanto por ciento (%)
- Rango de operación: 5 % a 100 %
- Tecnología: Sensor capacitivo
- Resolución: 1 %
- Exactitud:  $\pm 3 \text{ } \%$

El sensor de humedad a utilizar será, pues, de tipo capacitivo. 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 linealidad en un amplio rango de humedades, su amplio rango de medida y su estabilidad a largo plazo [1].

Para la elección del sensor de humedad relativa, se ha hecho una comparación en la tabla 1.6 entre tres sensores disponibles comercialmente de este tipo.

**Tabla 1.6** Comparativa entre sensores de humedad capacitivos.

| Marca y modelo         | Humirel<br>HS1101 LF | Humirel<br>HTS2030 SMD | Vishay<br>2381 691 90001 |
|------------------------|----------------------|------------------------|--------------------------|
| Rango de medida RH (%) | 1 a 99               | 1 a 99                 | 10 a 90                  |
| Exactitud (%)          | ±2                   | ±2                     | ±5                       |
| Sensibilidad (pF/%RH)  | 0,34                 | 0,31                   | 0,4 ± 0,05               |
| Capacidad nominal (pF) | 180 ± 3<br>@55 %RH   | 180 ± 3<br>@55 %RH     | 122 ± 15<br>@43 %RH      |

El sensor de la marca Vishay no se puede utilizar porque tiene una exactitud menor que la que recomienda el SMC. Entre los de la marca Humirel se ha seleccionado el HS1101 LF que cumple con la normativa del SMC. En un futuro se puede utilizar el HT2030 SMD, que tiene prácticamente las mismas características que el HS1101 LF, pero es de montaje superficial (SMD) e incorpora un sensor de temperatura de tipo NTC.

### 1.3.2 Sensor seleccionado

Las principales características del sensor HS1101 LF de Humirel son las siguientes:

- Rango de medida: 1 a 99 %RH
- Exactitud (10 % a 90 %): ±2 %RH
- Sensibilidad (33 % a 75 %): 0,34 pF/%RH
- Capacidad nominal (a 55 %): (180 ± 3) pF
- Precio: 60 € (5 unidades)

Aunque la respuesta del sensor es bastante lineal, el fabricante en su hoja de especificaciones da una expresión que corrige la no linealidad:

$$C(pF) = C@55 \% \cdot (3,903 \cdot 10^{-8} \cdot RH^3 - 8,294 \cdot 10^{-6} \cdot RH^2 + 2,188 \cdot 10^{-3} \cdot RH + 0,898) \quad (1.4)$$

También da el polinomio inverso para poder calcular la humedad relativa en función de la capacidad medida:

$$RH(\%) = -3,4656 \cdot 10^3 \cdot X^3 + 1,0732 \cdot 10^4 \cdot X^2 - 1,0457 \cdot 10^4 \cdot X + 3,2459 \cdot 10^3 \quad (1.5)$$

donde:

$$X = \frac{C(\text{leído})}{C@55 \%RH}$$

La exactitud, que cumple con las recomendaciones del SMC, está especificada como la desviación a la curva de respuesta típica que se supone dada por (1.4). Dada la tolerancia de la capacidad nominal, el sensor necesitará calibrarse. Para detalles del sensor puede consultarse el anexo C



## CAPÍTULO 2. INTERFACES DE MEDIDA Y TRANSMISIÓN INALÁMBRICA

Una vez definidos los sensores que se utilizarán, se van a estudiar las interfaces de medida que permitirán transformar las magnitudes físicas, medidas por los sensores, en datos para poder ser procesados por un microcontrolador y posteriormente transmitidos inalámbricamente al nodo receptor. El método que se ha utilizado para la medida de temperatura y humedad está basado en una interfaz directa sensor-microcontrolador [10]. Para la medida de  $\text{CO}_2$  se ha realizado un acondicionamiento de la señal clásico y posteriormente una conversión analógico-digital.

### 2.1 Interfaz directa sensor – microcontrolador

#### 2.1.1 Método de medida

El método consiste en incluir un sensor resistivo o capacitivo en un circuito RC. Aprovechando de que muchos microcontroladores ( $\mu\text{C}$ ) tienen temporizadores o contadores, se hace muy fácil medir el tiempo de la carga y descarga de un condensador. Los puertos (I/O) del microcontrolador, cuando están configurados como entradas, tienen una tensión umbral ( $V_{il}$ ) para detectar un nivel bajo. En la figura 2.1 se puede ver la forma exponencial típica de carga y descarga de un condensador y el tiempo que se mide de descarga hasta la tensión umbral  $V_{il}$  y que permite parar el contador cuando pasa por este umbral, de esta manera se puede medir el tiempo.

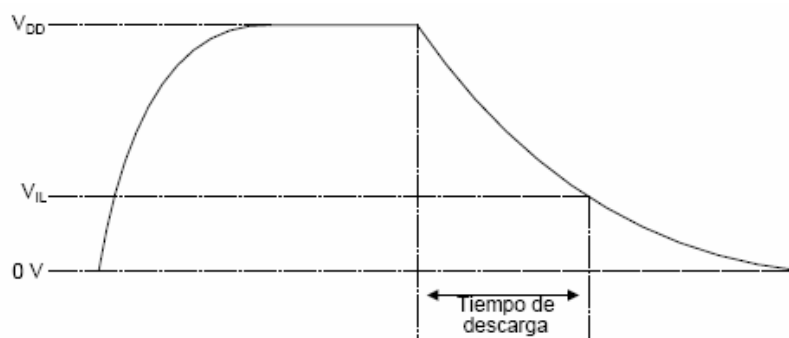
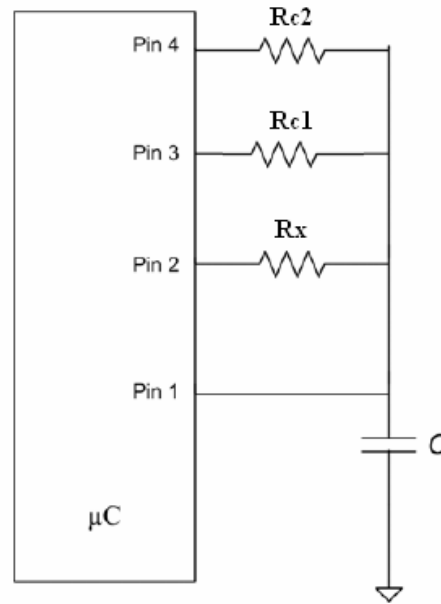


Fig. 2.1 Tiempo de carga / descarga del circuito RC. (tomado de [1])

#### 2.1.2 Interfaz para el sensor resistivo (temperatura)

Para saber el valor de la temperatura tenemos que medir la resistencia del sensor ( $R_x$ ) a través del método explicado anteriormente. En este trabajo se ha

utilizado una configuración de calibración a dos puntos en dónde se utilizan dos resistencias de valores conocidos,  $R_{c1}$  y  $R_{c2}$  [3]. Este circuito se muestra en la figura 2.2.



**Fig. 2.2** Circuito de medida de la temperatura usando interfaz directa sensor - microcontrolador con dos resistencias de calibración.

El funcionamiento básicamente consiste en lo siguiente: Primero se configura como salida y a nivel alto ( $V_{dd}$ ) el pin 1 y los pines 2, 3 y 4 como entradas en alta impedancia (HZ). En este momento se carga el condensador  $C$  a un valor de tensión  $V_{dd}$  a través del pin 1. Después se configura el pin 2 como salida y a bajo nivel (0V), al mismo tiempo que el pin 1 como entrada y en modo de interrupción por detección de bajo nivel ( $V_{il}$ ). En este mismo instante se activa un temporizador o contador del microcontrolador. El tiempo de descarga del condensador  $C$ , a través de la resistencia  $R_x$ , hasta que llega a una tensión  $V_{il}$  viene dado por la siguiente expresión:

$$Td = \tau \cdot \ln\left(\frac{V_{dd}}{V_{il}}\right) \quad (2.1)$$

Donde  $\tau = R_x \cdot C$  es el tiempo que mide el temporizador o contador del microcontrolador. El período de referencia del  $\mu C$  viene dado por un reloj externo o interno, en cualquier caso,  $T_{clk}$ . Por lo tanto el tiempo de descarga también se puede expresar como:

$$Td = N_x \cdot T_{clk} \quad (2.2)$$

$N_x$  representa el número de cuentas del temporizador o contador.

El proceso se repite, pero ahora descargando C por las resistencias  $R_{c1}$  y  $R_{c2}$ , con lo que se obtienen los tiempos de descarga o lo que es lo mismo las cuentas de los temporizadores  $N_{c1}$  y  $N_{c2}$ .

Para el valor final de  $R_x$  se debe aplicar la siguiente expresión:

$$R_x = \frac{N_x - N_{c1}}{N_{c2} - N_{c1}} (R_{c2} - R_{c1}) + R_{c1} \quad (2.3)$$

### Cálculos de los componentes utilizados

Para obtener el valor del condensador C se debe tener en cuenta la mínima resolución del sistema necesaria, que se ha visto en el apartado 1.2.1 y que es del 0,1 °C. Esta resolución corresponde a una variación de  $\Delta R=0,385 \Omega$ .

$$\Delta T d = \Delta \tau \cdot \ln \left( \frac{V_{dd}}{V_{il}} \right) = \Delta R \cdot C \cdot \ln \left( \frac{1}{0,3} \right) \quad (2.4)$$

De la hoja de especificaciones del  $\mu C$  utilizado (apartado 2.2) se sabe que la  $V_{il}$  es 0,3  $V_{dd}$  [11], de ahí el 1/0,3 en la expresión. De la expresión (2.2) para un valor de cuenta  $N_x = 1$ , es decir la mínima resolución, se debe cumplir que:

$$\Delta t_d \geq T_{clk} \quad (2.5)$$

De (2.4) y (2.5), y sabiendo que se utiliza un cristal de 20 MHz (apartado 2.2.1), el valor mínimo del condensador es:

$$C \geq \frac{T_{clk}}{\Delta R \cdot \ln \left( \frac{1}{0,3} \right)} = \frac{1}{0,385 \cdot \ln \left( \frac{1}{0,3} \right) \cdot 20 \cdot 10^6} \geq 107,8 \text{ nF} \quad (2.6)$$

El valor que se ha utilizado es de 150 nF con lo que se obtiene una resolución de 0,072 °C. El tiempo más largo que ocupa el temporizador es cuando realiza la medida a 1211,75  $\Omega$  (55 °C) y es de 118,76  $\mu s$ . Con este valor no se produce desbordamiento del *timer*, que es de 16 bits y puede contar hasta 3,27 ms.

Para la elección de las resistencias de calibración se ha considerado que estas resistencias sean de valores que representen dos puntos de calibración, uno 15 % por encima del valor mínimo y el otro 15 % por debajo del valor máximo de medida del sistema. Como la sensibilidad del sensor (Pt1000) es de  $3,85 \Omega/^{\circ}\text{C}$ , la resistencia nominal ( $R_0$ ) es de  $1000 \Omega$  y el margen de medida está comprendido entre  $846 \Omega$  ( $-40^{\circ}\text{C}$ ) y  $1211,75 \Omega$  ( $55^{\circ}\text{C}$ ) obtenemos:

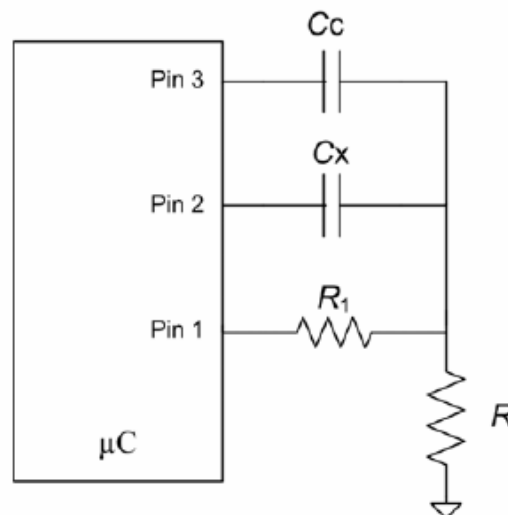
$$R_{c1} = 1000 \Omega - (25,75^{\circ}\text{C} \cdot 3,85 \Omega/^{\circ}\text{C}) = 900,86 \Omega \quad (2.7)$$

$$R_{c2} = 1000 \Omega + (40,75^{\circ}\text{C} \cdot 3,85 \Omega/^{\circ}\text{C}) = 1156,88 \Omega \quad (2.8)$$

Se han utilizado resistencias del 1 % de tolerancia con valores comerciales lo más cercanos posible y se han medido sus resistencias con un LCR (Motech MT 4080D). Los resultados han sido :  $R_{c1} = 910,8 \Omega$  y para  $R_{c2} = 1201 \Omega$ .

### 2.1.3 Interfaz para el sensor capacitivo (humedad)

Al igual que para el sensor resistivo, existen diferentes configuraciones [10]. En la figura 2.3 se muestra el circuito para la medida del sensor capacitivo que se ha utilizado en este proyecto, donde  $C_x$  es la capacidad del sensor y  $C_c$  es un condensador de calibración.



**Fig. 2.3** Circuito de medida de la humedad usando interfaz directa sensor-microcontrolador con un condensador de calibración.

El método de medida del sensor capacitivo es similar al resistivo explicado anteriormente. En este caso, en primer lugar se configura el pin 3 como salida y a nivel bajo ( $0\text{V}$ ) y el pin 2 como entrada de alta impedancia (HZ). A continuación se configura el pin 1 como salida y a nivel alto ( $V_{dd}$ ), por lo tanto se carga el condensador  $C_c$ . Una vez cargado este condensador se configuran el pin 1 (interrupción) y el pin 2 como entradas de alta impedancia, por lo tanto

se produce la descarga a través de  $R$ . Este proceso se repite para el sensor capacitivo  $C_x$  y por la capacidad parásita que presenta el circuito abierto (medida de *offset*). La resistencia  $R_1$  se añade para reducir el ruido procedente del pin 1 cuando está en estado alto en el proceso de carga. El valor de la capacidad del sensor de humedad ( $C_x$ ) se obtiene a partir de la siguiente expresión:

$$C_x = \frac{N_x - N_{\text{off}}}{N_c - N_{\text{off}}} \cdot C_c \quad (2.9)$$

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

### Cálculos de los componentes utilizados

La resolución mínima para la medida de humedad está determinada por el SMC como se ha visto en la sección 1.3.1 y es de 1 % de RH. Este valor traducido a capacidad es de 0,37 pF (0 % RH) y 0,28 pF (100 % RH). Para el condensador de calibración se ha utilizado 180 pF (NPO) que es un valor medio del rango del sensor HS1101 LF (anexo C). El valor medido con el LCR (Motech MT 4080D) ha sido de 179,53 pF.

Siguiendo el razonamiento aplicado para la calibración de temperatura, expresiones (2.5) y (2.6), obtenemos la resistencia mínima en función de la mínima capacidad de resolución que es de 0,28 pF.

$$R \geq \frac{T_{\text{clk}}}{\Delta C \cdot \ln\left(\frac{V_{\text{dd}}}{V_{\text{il}}}\right)} = \frac{1}{20 \cdot 10^6 \cdot 0,28 \cdot 10^{-12} \cdot \ln\left(\frac{1}{0,3}\right)} \geq 148,33 \text{ K}\Omega \quad (2.10)$$

Se ha utilizado una resistencia de 1 M $\Omega$  para que  $R_1$ , que se utiliza en el pin 1 para reducir ruido (figura 2.3), sea mucho menor que  $R$ . De esta manera:  $R_1 = 10 \text{ K}\Omega$ . La resolución obtenida es de 0,15 % RH y el tiempo máximo del contador es de 195 $\mu$ s.

## 2.2 El microcontrolador ( $\mu$ C)

Los criterios que debe cumplir el microcontrolador son los siguientes:

- Bajo precio.

- Bajo consumo, el nodo sensor será alimentado a baterías y debe tener un año de autonomía como mínimo.
- Diversos modos de funcionamiento con respecto a la alimentación (*power modes*), para poder “dormir” todos o algunos de los módulos y reducir el consumo al máximo posible.
- Un mínimo de 11 I/O (pines de entrada / salida), 7 para las medias de temperatura y humedad, 2 para controlar el estado energético del módulo ZigBee y 2 para controlar la alimentación del sensor de CO<sub>2</sub> y el circuito de acondicionamiento.
- Dos pines con interrupciones internas para los sensores de temperatura y de humedad.
- Un *Watchdog timer module*, para evitar que el microcontrolador se quede bloqueado en caso de error. También se puede utilizar para trabajar en espera en bajo consumo.
- Alta capacidad de gestión del puerto serie. USART para trabajar como mínimo a 1200 baud/s, que es la velocidad mínima del módulo ZigBee.
- Un ADC (conversor analógico digital) para poder realizar las medidas de CO<sub>2</sub>.

En [1] se ha escogido el  $\mu$ C ATmega88 (Atmel) en base a los mismos criterios excepto en cuanto a la cantidad de I/O que sólo se necesitaban 7 y en nuestro caso son necesarios 11. Dado que este microcontrolador cuenta con 23 I/O, supera la cantidad que necesitamos y además permite aprovechar el código anteriormente desarrollado en [1], se considera que el microcontrolador es adecuado para el proyecto actual.

### 2.2.1 Características generales del ATmega88

Las características más importantes de este microcontrolador son las siguientes:

- Mas de 20 MIPS de rendimiento a 20 MHz de *clock*
- 8 KBytes de memoria flash para almacenar el código
- 512 Bytes de EEPROM para almacenar datos
- 1 KBytes de SRAM interna para realizar las operaciones
- Dos contadores de 8 bits y uno de 16 bits
- Interrupciones internas y externas
- Cinco modos de bajo consumo de energía. *Idle mode*, *ADC Noise Reduction mode*, *Power-save mode*, *Power-down mode* y *Standby mode*.
- Convertidor ADC de 10 bits
- Puerto USART programable
- Tensión de alimentación de 2,7 V a 5,5 V

Se puede encontrar más información en la hoja de especificaciones del fabricante en [11].

Como se recomienda en [11] se ha colocado un condensador de desacoplamiento de 100 nF entre la alimentación del  $\mu\text{C}$  (VCC) y la masa del circuito (GND). Se ha utilizado un cristal de cuarzo de 20 MHz como reloj externo del microcontrolador conectado a las entradas XTAL1 y XTAL2 y, como recomienda también el fabricante, entre estas patillas y GND se colocaron dos condensadores 22 pF. Se ha configurado como tensión de referencia del ADC la tensión interna que provee el  $\mu\text{C}$  de 1,1 V. Para reducir ruido debido a interferencias se ha utilizado un condensador de 100 nF tal y como se recomienda en la hoja de especificaciones del microcontrolador entre los pines AREF (tensión de referencia del ADC) y GND.

Para el sistema de medida de temperatura (apartado 2.1.2) se han utilizado los siguientes puertos I/O del ATmega88:

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

Los puertos I/O que se han utilizado para la medida de humedad (apartado 2.1.3) son los siguientes:

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

## 2.3 Interfaz para el sensor de CO<sub>2</sub>

### 2.3.1 Conversor analógico digital (ADC)

Se ha utilizado un conversor analógico digital, (ADC) *Analogic Digital Conversion*, para poder transformar la salida del sensor de CO<sub>2</sub> a digital. La salida del sensor es una tensión continua que varía en función de la concentración de CO<sub>2</sub> (anexo A). El objetivo es obtener a través del ADC en un instante determinado esta tensión y transformarla a digital para poder procesar y enviar estos datos. El conversor que se ha utilizado es el que está integrado en el microcontrolador ATmega88 [11].

Las características principales son:

- 10 bits de resolución
- $\pm 2$  LSB (*Low significant bit*) de precisión absoluta
- 6 canales de entrada
- 13 a 260  $\mu\text{s}$  de tiempo de conversión
- 0 – V<sub>cc</sub> de rango de entrada de tensión
- Seleccionable 1.1 V de tensión de referencia.

El ADC utiliza 9 terminales del  $\mu\text{C}$ , el  $A_{V_{cc}}$  (pin 20) que es la alimentación del ADC y que debe ser la misma tensión que la alimentación del microcontrolador ( $V_{cc}$ ), un pin de GND (pin 22) y la  $A_{V_{ref}}$  (pin 21) que es la tensión de referencia del ADC. Tiene 6 entradas analógicas, en nuestro caso solo configurado como entrada ADC2 (pin 25).

El ADC es de 10 bits, con lo que tenemos 1024 niveles. Por lo tanto el valor de la conversión viene dado por la siguiente expresión:

$$ADC = \frac{V_{in} \cdot 1024}{V_{ref}} \quad (2.11)$$

En donde  $V_{in}$  es el voltaje del pin de entrada seleccionado y  $V_{ref}$  es la tensión de referencia seleccionada. El valor de esta conversión se guarda en dos registros, ADCH y ADCL, ya que el microcontrolador trabaja con 8 bits y la conversión que se realiza es de 10 bits. Las configuraciones del ADC se realizan a través de 4 registros que tiene el microcontrolador para este propósito. El ADC se ha configurado en modo *Free Running*.

La frecuencia de trabajo del ADC depende del factor de división configurado en el *prescaler* interno. El microcontrolador trabaja con un cristal de 20 MHz y el *prescaler* es de 32. La frecuencia del ADC es:

$$f_{ADC} = \frac{20 \times 10^6}{32} = 625 \text{ KHz} \quad (2.12)$$

Por lo tanto cada ciclo de reloj del ADC es de  $1 / 625 \text{ KHz} = 1,6 \mu\text{s}$ . De [11] el tiempo de conversión es de 25 ciclos de reloj, aproximadamente  $40 \mu\text{s}$ .

Para la tensión de referencia  $V_{ref}$  se debe utilizar una tensión estable.

### Cálculos de incertidumbre debidos al ADC

La incertidumbre máxima (1/2 LSB) debido a la resolución del ADC viene dada por:

$$U_{ADC} = \pm \frac{V_{ref}}{1024 \cdot 2} = \pm \frac{1,1 \text{ V}}{1024 \cdot 2} = \pm 0,5371 \text{ mV} \quad (2.13)$$



De la hoja del fabricante del sensor TGS4161 se sabe que la pendiente es de 60 mV/década aproximadamente (anexo A). Si conecta el sensor al ADC, la incertidumbre en décadas es:

$$U_{\text{dec}} = \log\left(\frac{C_e}{C}\right) = \pm \frac{0,5371 \text{ mV}}{60 \text{ mV / dec}} = \pm 8,95 \cdot 10^{-3} \text{ dec} \quad (2.14)$$

Donde  $C$  es el valor de concentración medido y  $C_e$  el valor afectado del error del ADC. De esta expresión para el cálculo del error en concentración de  $\text{CO}_2$  nos queda:

$$C_e = C \cdot 10^{U_{\text{dec}}} = C(1 + U_{\text{dec}}) \quad (2.15)$$

donde  $u$  es la incertidumbre relativa a la medida, en este caso  $\pm 2,08 \cdot 10^{-2}$ . Para el valor de fondo de escala, 10000 ppm, la incertidumbre absoluta es de  $\pm 208$  ppm.

Si se amplifica y se elimina el *offset* con un circuito de acondicionamiento de la señal, de modo que el margen de salida pasa de 60 mV a 1,1 V, se obtiene un error debido al ADC de:

$$\frac{0,5371 \text{ mV}}{1,1 \text{ V / dec}} = \pm 4,88 \cdot 10^{-4} \text{ dec} \quad (2.16)$$

La incertidumbre relativa se reduce ahora a  $1,1 \cdot 10^{-3}$  y a  $\pm 11$  ppm para una concentración de 10000 ppm. Por este motivo se utilizará un circuito de acondicionamiento para disminuir el error introducido por el ADC.

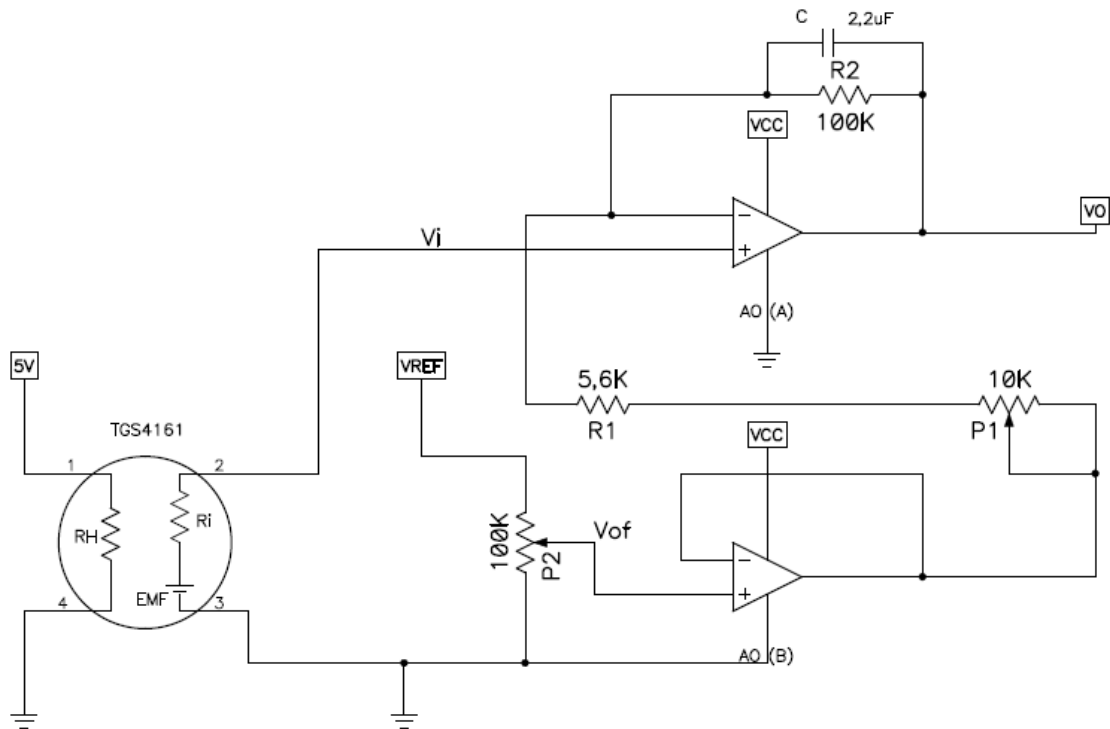
El valor seleccionado de frecuencia de reloj es porque se realiza la conversión justo 20  $\mu\text{s}$  después de cortar la alimentación del sensor de  $\text{CO}_2$  y se quiere realizar lo más rápido posible (Fig. 5.3).

Si se utiliza como referencia la alimentación del microcontrolador se introduciría error en la medida, dado que esta alimentación proviene de pilas que tienen un cierto agotamiento. La tensión de referencia que se ha utilizado es la de 1,1 V interna [11].

### 2.3.2 Acondicionamiento de la señal

#### Amplificación y corrección de *offset*

En la figura 2.4 se muestra el circuito que se ha utilizado. Consta de dos amplificadores operacionales, A y B, configurados respectivamente como amplificador no inversor, que proporciona ganancia a la tensión de salida del sensor, y como seguidor de tensión, que permite ajustar una tensión de *offset* a partir de un divisor de tensión. Se ha incluido también el condensador C para realizar un filtrado de la señal.



**Fig. 2.4** Circuito acondicionador de la señal del sensor de CO<sub>2</sub>

La expresión para calcular el valor de la tensión de salida,  $V_o$ , en función de la ganancia, de la tensión de entrada y de la tensión de *offset* es la siguiente:

$$V_o = V_i \cdot G - V_{of} \cdot (G - 1) \quad (2.17)$$

donde:

$$G = \frac{R2}{R1} + 1 \quad (2.18)$$

Para el cálculo de los valores de ganancia y de *offset* hay que saber los valores de tensión máximos y mínimos que entrega el sensor. Estos valores varían

entre diferentes sensores del mismo modelo (anexo A). Por tal razón se han empleado potenciómetros para poder tener ajustes tanto de ganancia como de *offset* y cubrir todo el margen de entrada posible. El circuito se ha calculado teniendo en cuenta las siguientes condiciones de diseño:

- $V_{cc} = 3 \text{ V}$ , tensión de alimentación
- Margen de salida entre 0 V y 1,1 V
- $G =$  entre 10 y 18
- Tensión de *offset* que permita ajustar entre 120 mV y 450 mV

Para el cálculo de los valores de las resistencias que determinan  $G$ , se ha fijado un valor de  $R2 = 100 \text{ K}\Omega$  y se ha calculado el valor de  $R1$  para la ganancia máxima,  $R1 = R2 / (G - 1) \cong 5.6 \text{ K}\Omega$  (valor comercial). Con el potenciómetro P1 (10 K $\Omega$ ) se puede ajustar  $G$  desde 7,4 hasta 18,8.

La tensión de *offset* proviene del cursor del potenciómetro P2 (100 K $\Omega$ ) que tiene uno de sus extremos a masa y el otro a  $V_{ref}$ . De esta manera queda conformado un divisor de tensión que permite un ajuste de la tensión de *offset* entre 0 y 1,1 V, ya que como se describe en el punto 3.3.2  $V_{ref} = 1,1 \text{ V}$ . El AO(B) reproduce esta tensión a la salida.

### Filtrado de la señal de CO<sub>2</sub>

La señal que entrega el sensor TGS4161 es una tensión continua que varía acorde a la concentración de gas que detecte. La salida del sensor es de alta impedancia, pero el fabricante no especifica su valor. No obstante, recomienda que se utilice un amplificador operacional de alta impedancia (mayor que 100 G $\Omega$ ) en modo seguidor de tensión a la salida (anexo A). El valor de la impedancia de salida se ha calculado con un método alternativo en la sección 5.1.1. El problema, que se plantea, es que al tener una impedancia muy alta entre el sensor y el amplificador operacional, tenemos un punto sensible a ruido e interferencias. El planteo que se ha hecho es el de utilizar un filtro paso bajo para poder eliminar el ruido, pero sin cargar el circuito para no tener errores en la medida. El condensador C y R2 forman un filtro paso bajo (figura 2.4). Para el diseño se ha tenido en cuenta que la frecuencia de corte sea menor que 1 Hz. La expresión para el cálculo del filtro paso bajo es la siguiente:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2.19)$$

Aislado de la expresión 2.19 el valor de C, nos da como resultado una capacidad de 1,59  $\mu\text{F}$ . Se ha utilizado un condensador de 2,2  $\mu\text{F}$  con el que obtenemos frecuencia de corte de 0,72 Hz.

## Elección del amplificador operacional

Para la elección del amplificador operacional se han tenido en cuenta principalmente las siguientes consideraciones:

- $Z_{in} > 100 \text{ G}\Omega$ , como lo especifica el fabricante del TGS4161 (anexo A)
- $I_B < 1 \text{ pA}$ , como especifica también el fabricante del sensor
- Tensión de alimentación con fuente simple entre 2,7 V y 5,5 V limitado por el  $\mu\text{C}$ .
- Doble AO en el mismo encapsulado
- Encapsulado SMD, para reducir las dimensiones del circuito
- Bajo consumo

En [1] se había utilizado el AD8606 de Analog Devices. Este amplificador operacional cumple con todos los requisitos excepto que no es de bajo consumo. Se ha hecho una nueva búsqueda entre diferentes amplificadores operacionales y se ha escogido el AD8607 que cumple con todas las especificaciones necesarias (anexo D) [18]. Las principales características son:

- $C_i = 2,5 \text{ pf}$ , capacidad de entrada
- $I_b = 0,2 \text{ pA}$ , corriente de bias
- $V_s = 1,8 \text{ V} - 5 \text{ V}$ , tensión de alimentación
- $I_s = 50 \text{ }\mu\text{A}$ , consumo

En el apartado 5.1.1 se comprueba experimentalmente que la impedancia del sensor TGS4161 es de un valor muy elevado y que puede ser sensible a ruidos e interferencias. Por este motivo en el montaje definitivo, el circuito de acondicionamiento y el sensor están ubicados dentro de un blindaje metálico (anexo J).

## 2.4 Transmisión inalámbrica

Para la transmisión inalámbrica de los datos se ha utilizado la especificación ZigBee que es el que utiliza la red REALnet del Campus del Baix Llobregat de la UPC de la cual este nodo formará parte. El nodo sensor incorpora un transceptor ZigBee que transmite los datos a otro transceptor conectado a un PC, donde se procesan los datos.

### 2.4.1 Características principales del estándar ZigBee

ZigBee es un estándar de comunicaciones inalámbrico, para redes inalámbricas de sensores, propuesto por la *ZigBee Alliance* [12].

La especificación ZigBee se basa en el estándar IEEE 802.15.4. De hecho se complementan proporcionando una pila completa de protocolos que permiten

las comunicaciones entre una multitud de dispositivos de una forma eficiente y sencilla [23].

Las características más importantes del estándar son:

- Diversas bandas de trabajo: 2,4 GHz (16 canales), 915 MHz (10 canales) y 868 MHz (1 canal)
- Direccionamiento a nivel red de 16 bits
- Soporte para el encaminamiento de paquetes
- Gracias a la posibilidad de encaminamiento se permiten las topologías de red mallada
- Dos tipos de dispositivos. FDD (coordinador, encaminador, dispositivo final) y RFD (dispositivo final)
- Métodos de acceso al canal: CSMA-CA (*Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance*)
- Soporta redes *slotted* (QoS) y *non-slotted*
- Bajo consumo energético
- Gran densidad de nodos por red
- Radio de cobertura hasta 500 m según el entorno

#### 2.4.2 Características del módulo ETRX2

El nodo sensor formará parte de la red desarrollada en [13]. Por este motivo los dispositivos ZigBee que se han utilizado para este proyecto son los ETRX2 de Telegesis [14a], que se muestra en la figura 2.5. Las principales características de estos dispositivos son:

- Tensión de alimentación entre 2,1 y 3,6 V
- Trabaja en la banda de ISM de 2,4 GHz
- Velocidad de transmisión hasta 250 Kb/s
- Comunicación con otros dispositivos (microcontrolador en nuestro caso) mediante UART
- Consumo en modo *active* de 37 mA en máxima actividad.
- Consumo en modo *sleep* de 0,5  $\mu$ A.
- Configuración y control de los módulos y de la red con comandos *AT-style* a través de UART (comunicación serie)
- Antena incorporada, permite minimizar el tamaño del dispositivo
- 12 pines de I/O, entradas y salidas



**Fig. 2.5** Módulo ZigBee ETRX2 (tomado de Telegesis)

Los dispositivos ETRX2 disponen de 33 registros accesibles que se deben configurar según las funciones que se quiera que éstos realicen. Las configuraciones y las funciones se hacen a través de los comandos AT; en [14b] se pueden ver todos los comandos AT.

### 2.4.3 Nodo receptor

Para el nodo receptor se ha utilizado una placa de desarrollo de Telegesis [14c], que se conecta a un ordenador por el puerto USB. El nodo se ha configurado para funcionar como COO (*Coordinator*). Este dispositivo, que se ha utilizado para el desarrollo y las pruebas del nodo sensor, será en el futuro reemplazado por la red existente [13]. Los registros para esta configuración están en el anexo G. Los comandos del tipo AT que se han utilizado para establecer la red son los siguientes:

“ATSXX=<key>:<password>” Es la forma en que se configura el dispositivo. XX es el número de registro. Key y password son necesarios para poder escribir estos registros como administrador de la red.

“AT+EN” Este comando lo utiliza el COO para establecer la red. Asigna una identificación de la PAN (*Personal Area Network*) y un canal físico de comunicación de la nueva red creada.

### 2.4.4 Nodo sensor

El nodo sensor incorpora un módulo ZigBee para la transmisión inalámbrica de datos. Los pines TXD y RXD (puerto UART) del  $\mu$ C se conectan a los pines RXD y TXD del módulo Zigbee para la transferencia de datos. Los pines PC4 y PC5 del  $\mu$ C se conectan a los pines I/O0 e I/O1 del módulo Zigbee para cambiar su estado energético. Si se recibe un flanco de subida por el I/O0 el módulo Zigbee entra en modo *sleep* y si lo recibe por el I/O1 se despierta. Para la tensión de alimentación se ha decidido utilizar directamente la tensión que proveen las baterías (apartado 3.1.1).

El módulo ZigBee está configurado como SED (*Sleepy End Device*). En esta modalidad el dispositivo se une a una red o un coordinador. Cada vez que se

conecte lo hará con el COO, directamente o a través de un FFD (*Full Function Device*) que es una especie de repetidor encaminador [13]. Las configuraciones de los registros para el modo SED y para el modo *sleep* están en el anexo G.

Los comandos AT que se utilizan para el nodo sensor son los siguientes:

“AT+JN” Lo utiliza el SED para unirse por primera vez a la red. De esta manera el nodo puede dormirse y una vez que se despierte se unirá automáticamente a la red, ya que el COO lo tendrá registrado en una tabla en una memoria no volátil. Sólo se puede desvincular si se envía el comando “AT+DASSR”.

“AT+SCASTB:nn” Este comando se utiliza para enviar los datos del nodo hacia el COO. nn representa el número de Bytes a enviar en la comunicación. Este comando los escribe el microcontrolador junto con los datos de las medidas y los envía por el puerto serie (UART) al módulo ZigBee para que éste los transmita hacia el coordinador de forma inalámbrica.

## CAPÍTULO 3. ALIMENTACIÓN Y CONSUMO DEL CIRCUITO

### 3.1 Consideraciones generales

#### 3.1.1 Tensiones de alimentación

En este apartado se van a analizar las diferentes alternativas de la tensión de alimentación empleando pilas y lograr de esta manera una optimización del consumo y del tamaño del diseño final. En la tabla 3.1 se muestran las tensiones necesarias para la alimentación de cada uno de los componentes activos del nodo sensor.

**Tabla 3.1** Tensiones de alimentación de los componentes activos

| Componentes activos      | Modelo   | Tensión de alimentación (V) | Utilización | Tipo de tensión |
|--------------------------|----------|-----------------------------|-------------|-----------------|
| Sensor CO <sub>2</sub>   | TGS4161  | 5 ± 0,2                     | Periódica   | Regulada        |
| Microcontrolador         | ATmega88 | 2,7 ~ 5,5                   | Permanente  | No regulada     |
| Amplificador operacional | AD8607   | 1,8 ~ 5                     | Periódica   | No regulada     |
| Módulo ZigBee            | ETRX2    | 2,1 ~ 3,6                   | Permanente  | No regulada     |

Como punto de partida la tensión nominal de una pila es de 1,5 V. Se pensó en alimentar con 6 V, o sea 4 pilas, y utilizar reguladores lineales para conseguir las tensiones necesarias. Pero este método se descartó por la baja eficiencia de los reguladores lineales sobre todo para las tensiones que se necesitan de forma permanente. Por otro lado la utilización de 4 pilas representa un volumen considerable el cual se intenta minimizar.

Se ha decidido utilizar 2 pilas (3 V) en serie que proporcionan una tensión suficiente para alimentar todos los componentes directamente sin necesidad de un regulador, excepto el sensor de CO<sub>2</sub>. Para éste se utiliza un convertidor DC – DC elevador a 5 V. Con este planteamiento se consigue un volumen físico más reducido en cuanto a las baterías se refiere, lo que se traduce en una reducción del volumen total del dispositivo.



### 3.1.2 Comparativa de pilas

Entre las diferentes pilas no recargables, que se pueden utilizar, están las alcalinas. Este tipo de pilas tiene una alta densidad energética y un precio relativamente reducido. Sin embargo, tiene una curva de descarga poco lisa y una resistencia interna no muy baja. Las pilas de litio, no recargables, tienen una curva de descarga muy lisa, una resistencia interna muy baja y un precio relativamente razonable. También tienen un tiempo de vida más largo y en lo que respecta a las dimensiones físicas, comparando el mismo tamaño (AA), ofrecen más capacidad y menos peso que las alcalinas.

Las pilas recargables no se recomiendan en redes inalámbricas de sensores. Tienen en contra su alto coste y sobre todo la dificultad a la hora de realizar la recarga en el lugar final de medida del sensor, excepto que el nodo tenga una célula fotovoltaica para la recarga [13].

La mejor opción entonces es escoger pilas de litio no recargables. Entre los diferentes tipos de pilas se han escogido para comparar en la tabla 3.2 las que mayor capacidad tienen, se han descartado las AAA y las de botón, ya que se requiere el mayor tiempo de duración posible de las baterías.

**Tabla 3.2** Comparativa de pilas de litio

| Marca y modelo         | Energizer<br>L91 | Duracell<br>DLCR-V3 | Panasonic<br>CR-V3P |
|------------------------|------------------|---------------------|---------------------|
| Tipo                   | AA               | CRV3                | CRV3                |
| Tensión nominal<br>(V) | 1,5              | 3                   | 3                   |
| Capacidad<br>(Ah)      | 3                | 3                   | 3                   |
| Precio                 | 1,93 € (*)       | 12,66 €             | 13,30 €             |

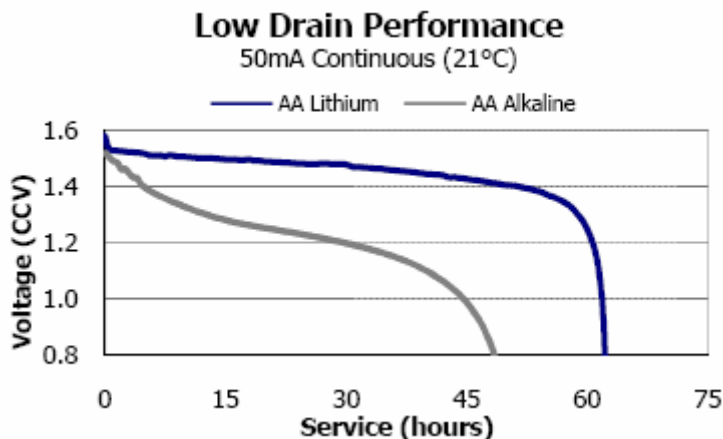
(\*) 11,58 € (6 unidades)

De las AA sólo se ha encontrado disponibilidad de la marca Energizer. Se ha decidido por utilizar dos pilas modelo L91 por su precio favorable de 3,90€ por dos unidades para obtener 3 V, frente a 12,66 € de la más barata entre las de 3 V [15].

### 3.1.3 Pilas seleccionadas

Es una pila de litio cilíndrica AA con una tensión nominal de 1,5 V, una capacidad de 3 Ah, una resistencia interna de entre 90 y 150 milliohms y una vida útil de hasta 15 años [16]. En la figura 3.1 se muestra la curva de descarga a 50 mA y 21 °C, que provee el fabricante en su hoja de especificaciones

técnicas y en dónde también se observa una comparación con una pila alcalina del mismo tipo.



**Fig. 3.1** Curva de descarga de pila L91 (tomado de ENERGIZER)

Como se puede ver, la curva es muy plana comparada con la de una pila alcalina. Al tener una resistencia interna de bajo valor, no tendremos una caída de tensión considerable en los picos de consumo. Este comportamiento es óptimo para nuestro sistema, ya que el mayor consumo se produce en intervalos cortos debido a las medidas de CO<sub>2</sub>. De esta manera, tendremos una tensión cercana a la nominal durante toda la descarga de las pilas.

## 3.2 Alimentación del sensor de CO<sub>2</sub>

El sensor TGS4161 necesita para su funcionamiento una tensión continua de 5 V aplicada entre los pines 1 y 4 (Resistencia de calentamiento). Esta tensión debe ser regulada, ya que el valor no debe salir del margen de  $5 \pm 0,2$  V y debe ser lo más constante posible (anexo A). La tensión disponible proviene de las pilas y es de 3 V. Por este motivo es necesario utilizar algún dispositivo para pasar de 3 V no regulados a 5 V regulados.

### 3.2.1 Selección del convertidor

El convertidor DC – DC elevador es un dispositivo que permite generar a su salida una tensión continua a partir de una tensión continua de entrada de menor valor y no regulada. Las consideraciones que se han tenido en cuenta para la elección del circuito integrado convertidor DC – DC elevador han sido las siguientes:

- Tensión de salida de 5 V, la requerida por el sensor
- Tensión de entrada de 3 V, tensión disponible
- Que tenga *shutdown mode*, para poder desactivarlo desde el  $\mu$ C

- Bajo consumo en *shutdown mode*, ya que pasará mucho tiempo en este estado
- Pocos componentes externos, para minimizar el tamaño del circuito final y su complejidad
- Alto rendimiento, para perder la mínima energía al hacer la conversión
- SMD, para minimizar el tamaño final del dispositivo

Básicamente existen dos tecnologías, los conmutados que utilizan inductancias y las bombas de carga (*charge pump*) que utilizan condensadores para almacenar y transferir la energía. La principal ventaja de las bombas de carga es su baja complejidad, el no usar inductancias y su alta eficiencia para corrientes relativamente reducidas, por lo que será la tecnología seleccionada. Se ha hecho una búsqueda entre los siguientes fabricantes: Analog Devices, Maxim, National Instruments y Texas Instruments (02/2008). En la tabla 3.3 se muestra la comparativa de diferentes dispositivos.

**Tabla 3.3** Comparativa entre diferentes convertidores DC – DC elevadores

| Marca y Modelo   | Vin (V)   | Vout 5V | Iout (mA) | Rendimiento (%) | Tecnología         |
|------------------|-----------|---------|-----------|-----------------|--------------------|
| Maxim MAX1759    | 1,6 a 5,5 | Adj.    | 100       | 70              | Charge Pump        |
| Maxim MAX683     | 2,7 a 5,5 | Fijo    | 150       | 85              | Charge Pump        |
| Maxim MAX1724    | 1,2 a 5,5 | Fijo    | 150       | 85              | Switching inductor |
| National LM2621  | 1,2 a 14  | Adj.    | 1.000     | 85              | Switching inductor |
| Texas I TPS61070 | 2,3 a 5,5 | Adj.    | 150       | 90              | Switching inductor |

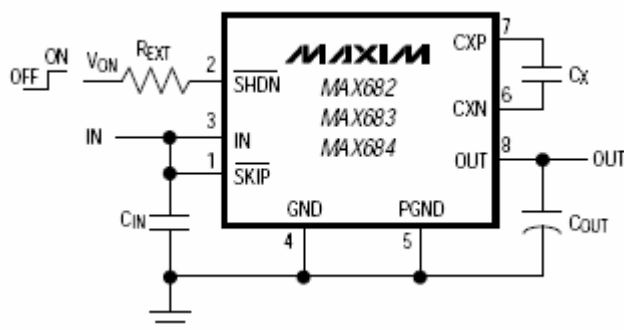
Se ha seleccionado el MAX683 porque su salida nominal es de 5 V, la tecnología es *charge pump* y el rendimiento es elevado frente a otros dispositivos de la misma tecnología (anexo E).

### 3.2.2 Convertidor seleccionado

Es un regulador del tipo *charge pump* que permite generar 5 V (150 mA max) a la salida a partir de una tensión de entre 2,7 V y 5,5 V de entrada. Está especialmente diseñado para dar alta eficiencia a fuentes auxiliares en aplicaciones de tamaño reducido. Tiene alta velocidad de conmutación (ajustable externamente). Cuenta con 8 pines de conexión y utiliza tres condensadores y una resistencia como componentes externos.

En la figura 3.2 se muestra el circuito utilizado y que figura en la información del fabricante [17]. El fabricante provee en la hoja de especificaciones una tabla con los valores de los condensadores a

utilizar. Para el MAX683 los valores son:  $C_x = 0,22 \mu\text{F}$ ,  $C_{in} = 0,47 \mu\text{F}$  y  $C_{out} = 1 \mu\text{F}$ . Por el pin SHDN (*shutdown*) se controla si el dispositivo está activo o no a través de la resistencia  $R_{ext}$  que permite a su vez configurar la frecuencia de trabajo entre 50 KHz y 2 MHz. Esta configuración es posible siempre y cuando SKIP está a nivel “Alto”, es decir,  $SKIP = V_{in}$ . El valor de la resistencia  $R_{ext}$ , se puede calcular con una expresión que provee el fabricante [17]. En este caso se utilizó una frecuencia estándar recomendada de 1 MHz,  $R_{ext} = 100 \text{ k}\Omega$ .



**Fig. 3.2** Circuito de operación estándar del MAX683 (tomado de MAXIM)

La tensión de control de *shutdown* (on / off) proviene de la salida del pin PD5 del microcontrolador, que permite activar el sensor de CO<sub>2</sub> el tiempo que sea necesario y luego permanecer desactivado. En la modalidad *shutdown mode* el MAX683 consume 0,1  $\mu\text{A}$  (valor típico) [17].

### 3.3 Alimentación del circuito de acondicionamiento

El circuito de acondicionamiento de la señal de CO<sub>2</sub> utiliza dos tensiones de alimentación para su funcionamiento. Una es para la propia alimentación de los amplificadores operacionales y la otra es la que se utiliza como referencia para la tensión de *offset*.

#### 3.3.1 Tensión de alimentación

La tensión de alimentación del circuito integrado AD8607 es entre 1,8 y 5 V [18]. Esta tensión puede variar dentro de este margen sin que se vea afectado su funcionamiento. Por otro lado esta tensión es necesaria solamente cuando está activo el sensor de CO<sub>2</sub>. Se ha decidido sacar esta tensión desde el pin PB0 del microcontrolador, programada esta salida para estar activa solamente cuando necesitamos realizar la medida. De modo que el AO no consume durante todo el período que el sensor está inactivo. De la hoja de especificaciones del  $\mu\text{C}$  [11] tenemos que la corriente máxima por cada pin del microcontrolador es de 40 mA. Del *datasheet* [18] sabemos que la corriente de

consumo del AO es de 50  $\mu\text{A}$ , por lo que no hay ningún problema de realizar este método de alimentación.

### 3.3.2 Tensión de referencia

Para la tensión de referencia del circuito de *offset* se utiliza la tensión de referencia del ADC. Esta tensión es de 1,1 V y la provee el microcontrolador a través del pin 21 [11]. Esta tensión está activa solamente cuando se realiza la medida de  $\text{CO}_2$  y permanece inactiva el resto del tiempo.

En este punto entonces tenemos todos los componentes del sistema seleccionados y decididas las configuraciones de alimentación. En el anexo I se presenta el diagrama de flujo y el circuito del sistema. En el anexo J se muestra una fotografía del prototipo como ha quedado montado y el anexo F hace referencia a la elección del encapsulado seleccionado y se muestra una fotografía del anclaje en el lugar definitivo. En el anexo K se detalla el coste total del nodo sensor.

## 3.4 Consumo del sistema

### 3.4.1 Estimación del consumo

El sistema se ha diseñado para tener el menor consumo posible. El consumo del sensor de  $\text{CO}_2$  y del circuito de acondicionamiento depende del tiempo en que estén activos. Para el microcontrolador, el módulo ZigBee y el convertidor DC – DC el consumo depende del tiempo que éstos estén en los diferentes estados energéticos. Se ha tomado como punto de partida las siguientes condiciones de trabajo:

- Medidas de temperatura y humedad cada 30 minutos
- Transmisión de los datos cada 30 minutos
- Medida de  $\text{CO}_2$  cada 2 horas
- Tiempo de calentamiento del sensor de  $\text{CO}_2$  de 20 segundos
- El resto del tiempo el sistema está dormido (*sleep mode*)

El tiempo de calentamiento del sensor de  $\text{CO}_2$  (20 segundos) se considera suficiente a partir de los resultados de [1]. El consumo de inicialización, configuración y unión con la red no se ha tenido en cuenta, ya que solamente se realizan una vez y no es relevante para el cálculo de consumo diario (figura 4.1).

El tiempo que pasa cada dispositivo en cada estado energético son difíciles de estimar teóricamente y se han determinado experimentalmente utilizando códigos de programación con indicadores (*Flag*) y un osciloscopio (Agilent DS06032A). En la tabla 3.4 se muestran los tiempos que pasa cada dispositivo

en cada estado para las condiciones anteriormente citadas. Durante las medidas de temperatura y humedad el microcontrolador pasa por dos estados energéticos, modo *active* mientras realiza las operaciones y configuraciones de los diferentes puertos y modo *idle* mientras realiza la medidas temporales con los temporizadores [11]. El módulo ZigBee se despierta solamente para la transmisión de los datos, el resto del tiempo permanece dormido [14a]. Durante el calentamiento del sensor de CO<sub>2</sub> se pone en funcionamiento el convertidor DC – DC y el circuito de acondicionamiento. Terminados los 20 segundos se desactiva el convertidor DC – DC se espera 20  $\mu$ s y se realiza la conversión en el ADC (capítulo 5.1.2). Terminada la medida de tensión del sensor de CO<sub>2</sub> se apaga el circuito de acondicionamiento.

**Tabla 3.4** Tiempos estimados de funcionamiento diario de cada dispositivo.

| Dispositivo                    | Proceso                                 | Modo            | Tiempo /ciclo(s)     | Numero de activaciones | Tiempo diario (s) |
|--------------------------------|---|-----------------|----------------------|------------------------|-------------------|
| ATmega88 ( $\mu$ C)            | Medidas de temperatura / humedad        | <i>Idle</i>     | $6,38 \cdot 10^{-4}$ | 48                     | 0,03              |
| ATmega88 ( $\mu$ C)            | Medidas de temperatura / humedad        | <i>Active</i>   | 0,0458               | 48                     | 2,2               |
| ATmega88 ( $\mu$ C)            | Transmisión                             | <i>Active</i>   | 0,025                | 48                     | 1,2               |
| ATmega88 ( $\mu$ C)            | Medida CO <sub>2</sub>                  | <i>Active</i>   | 20                   | 12                     | 240               |
| ATmega88 ( $\mu$ C)            | <i>Sleep</i>                            | Power save      | ----                 | ----                   | 86156,57          |
| ETRX2 (ZigBee)                 | Transmisión                             | <i>Active</i>   | 0,025                | 48                     | 1,2               |
| ETRX2 (ZigBee)                 | <i>Sleep</i>                            | <i>Sleep</i>    | ----                 | ----                   | 86398,8           |
| TGS4161 Sensor CO <sub>2</sub> | Calentamiento                           | Activado        | 20                   | 12                     | 240               |
| MAX683 (DC – DC)               | Calentamiento                           | Activado        | 20                   | 12                     | 240               |
| MAX683 (DC – DC)               | <i>Sleep</i>                            | <i>Shutdown</i> | ----                 | ----                   | 86160             |
| AD8607 (AO)                    | Acondicionamiento Señal CO <sub>2</sub> | Activado        | 20                   | 12                     | 240               |

A partir de los tiempos calculados en la tabla 3.4 se ha estimado el consumo diario teórico del sistema en la tabla 3.5, en dónde los consumos son los especificados por los fabricantes.

**Tabla 3.5** Consumos teóricos estimados del sistema

| Dispositivo  | Proceso / modo                        | Tiempo diario (s) | Consumo (mA)     | Consumo Diario (mAs) |
|--|---------------------------------------|-------------------|------------------|----------------------|
| ATmega88 ( $\mu\text{C}$ )                           | Modo <i>Idle</i>                      | 0,03              | 1,5              | 0,045                |
| ATmega88 ( $\mu\text{C}$ )                           | Modo <i>Active</i>                    | 243,4             | 7                | 1703,8               |
| ATmega88 ( $\mu\text{C}$ )                           | Modo <i>power save (Sleep)</i>        | 86156,57          | 0,0065           | 560,01               |
| ETRX2 (ZigBee)                                       | Modo <i>active, TX</i>                | 1,2               | 28               | 33,6                 |
| ETRX2 (ZigBee)                                       | Modo <i>sleep</i>                     | 86398,8           | 0,001            | 86,40                |
| TGS4161/<br>MAX683                                   | Calentamiento                         | 240               | 95,8<br>(Nota 1) | 22992                |
| MAX683 (DC – DC)                                     | Modo <i>shutdown</i>                  | 86160             | 0,0001           | 8,616                |
| AD8607 (AO)  | Acondicionamiento Señal $\text{CO}_2$ | 240               | 0,04             | 9,6                  |
| <b>Consumo total teórico del dispositivo por día</b> |                                       |                   |                  | <b>25394,07</b>      |

Nota 1: Esta corriente está calculada en la entrada del convertidor DC – DC Y se calcula teniendo en cuenta el rendimiento del convertidor de la siguiente manera:

$$I_{\text{in}} = \frac{(2 - \eta) \cdot P_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} = \frac{(2 - 0,85) \cdot 250 \cdot 10^{-3}}{3} = 95,83 \text{ mA} \quad (3.1)$$

donde:  $P_{\text{out}}$  es la potencia nominal del sensor de  $\text{CO}_2$  (tabla 1.3)

$\eta$  es el rendimiento del convertidor en tanto por 1 (tabla 3.3)

Si transformamos el consumo diario a anual obtenemos 9268,8553 As que equivale a 2,57 Ah. La duración de las baterías para estas condiciones de funcionamiento es 1 año y 2 meses aproximadamente.

### 3.4.2 Consumo medido

Se han utilizado los mismos tiempos medidos que para el cálculo teórico (3.4.1). Para las medidas de corriente se ha utilizado un multímetro Agilent 34401A en serie con cada dispositivo, permitiendo de esta manera realizar las medidas de forma independiente. La tabla 3.6 muestra los valores medidos y el consumo diario estimado, que coincide en gran manera con el consumo previsto. El consumo total para un año es de 2,58 Ah.

**Tabla 3.6** Consumos experimentales del sistema

| Dispositivo   | Proceso                                 | Tiempo diario (s) | Consumo (mA)     | Consumo Diario (mAs) |
|---|---|-------------------|------------------|----------------------|
| ATmega88 (μC)   | Modo <i>Idle</i>                        | 0,03              | 2,2              | 0,066                |
| ATmega88 (μC)   | Modo <i>Active</i>                      | 243,4             | 8,5              | 2068,9               |
| ATmega88 (μC)   | Modo <i>power save (Sleep)</i>          | 86156,57          | 0,0048           | 413,55               |
| ETRX2 (ZigBee)  | Modo <i>active, TX</i>                  | 1,2               | 25               | 30                   |
| ETRX2 (ZigBee)  | Modo <i>sleep</i>                       | 86398,8           | 0,0005           | 43,2                 |
| TGS4161/<br>MAX683  | Calentamiento                           | 240               | 95,4<br>(Nota 2) | 22896                |
| MAX683 (DC – DC)  | Modo <i>shutdown</i>                    | 86160             | 0,00005          | 4,3                  |
| AD8607 (AO)   | Acondicionamiento Señal CO <sub>2</sub> | 240               | 0,036            | 8,64                 |
| <b>Consumo total experimental del dispositivo por día</b> |   |                   |                  | <b>25437,65</b>      |

Nota 2: Esta corriente está medida en la entrada del convertidor DC – DC.

Se deduce de los cálculos de consumo que la duración está limitada por el ciclo de trabajo del sensor de CO<sub>2</sub>, que es el dispositivo dominante por tener un consumo muy elevado frente a los demás componentes del sistema.





## CAPÍTULO 4. PROGRAMACIÓN Y PROCESADO DE DATOS

### 4.1 Programación del nodo sensor

La figura 4.1 muestra el diagrama de flujo del programa implementado en el  $\mu$ C del nodo sensor. Este código está realizado en el lenguaje de programación C. Se ha utilizado el software “CodeVisionAVR”. Este compilador, permite configurar de forma visual los módulos del microcontrolador, generando el código necesario automáticamente [21]. A continuación se detalla lo que realiza cada bloque del código.

El bloque de “Inicialización y configuración” se ejecuta solamente una vez al encender el dispositivo. Se encarga de las configuraciones iniciales del microcontrolador. Las tareas que realiza son las siguientes:

- Se incluyen las librerías del ATmega88
- Declaración de variables
- Inicialización de los puertos B, C y D
- Inicialización de los *Timer* 0, 1 y 2
- Inicialización de las interrupciones externas e internas
- Configuración USART
- Configuración ADC
- Inicialización de WDT (*Watch Dog Timer*)
- Inicializa la variable `co2 = 3`

El bloque “¿red?” espera a recibir la contestación de sincronización con la red. Una vez está sincronizado, ya no vuelve a ejecutar más esta rutina.

La medida de temperatura y humedad se realiza siguiendo el proceso explicado en los apartados 2.1.2 y 2.1.3 respectivamente, con la única diferencia que mientras los contadores están activos el microcontrolador está dormido (*idle mode*) para ahorrar consumo [1].

El código de comprobación “¿co2=3?” se ocupa de realizar la medida si es el caso del primer ciclo o ha realizado 4 medidas de temperatura y humedad y se ha incrementado a 3.

En el caso de realizar la medida de CO<sub>2</sub>, se realizan las siguientes acciones:

- Configuración del PB0 como salida y en nivel alto para alimentar el circuito de acondicionamiento del sensor de CO<sub>2</sub>
- Configuración del PD5 como salida y a nivel alto para activar el convertidor DC – DC que alimenta el sensor
- Configuración de la tensión de referencia del ADC en 1,1 V interna
- Espera del tiempo de calentamiento programado

- Finalizada la espera, PD5 pasa a nivel bajo para desactivar el convertidor DC - DC y no introducir ruido en la conversión
- Realización de la conversión analógica digital y se guarda su valor en dos registros, ADC\_H y ADC\_L
- PB0 a nivel bajo para la desactivación del circuito de acondicionamiento
- Reinicio de la variable “co2” a cero

Finalizadas las medidas, se ejecuta “Transmisión de datos”. Lo primero es despertar al módulo ZigBee a través del pin correspondiente (2.4.4). A continuación se transmiten los datos, primero los de la medida de temperatura, luego los de humedad y por último los de la conversión ADC proveniente de la medida de CO<sub>2</sub>.

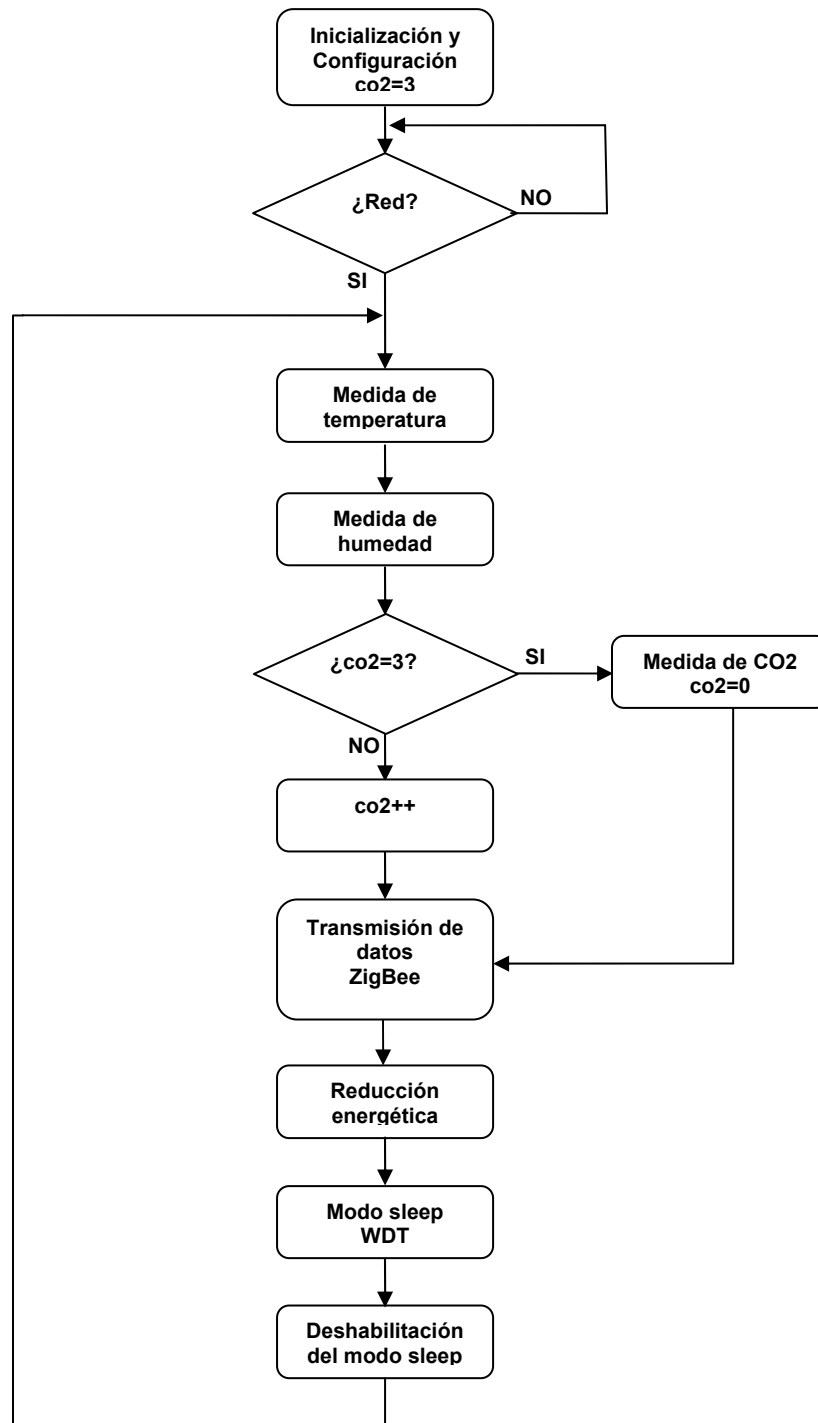
En el bloque “Reducción energética”, se apagan los módulos que no se utilizan y se prepara para entrar en el modo *Sleep* con las siguientes configuraciones:

- Desactivación tensión de referencia interna del ADC
- Desactivación ADC
- Desactivación de todas las entradas del ADC
- Se ponen a cero todas las entradas de los puertos B, C y D

La rutina “modo *sleep*” consiste en dos bucles *while* anillados que hacen que el dispositivo permanezca en modo *power down*. El WDT despierta al microcontrolador cada 8 segundos (tiempo máximo) pero un bucle lo vuelve a dormir, de esta manera el  $\mu$ C permanece en este estado el tiempo que se programe [11]. También se ocupa de dormir al módulo ZigBee como se ha visto en el apartado 2.4.4.

El bloque “Deshabilitación del modo *sleep*” aparte de despertar al microcontrolador configura el modo energético en *idle* [11]. Así el  $\mu$ C queda preparado para despertar a través de interrupciones externas durante las medidas de temperatura y humedad [1].

Por último se produce el reinicio del programa y se realiza todo el procedimiento nuevamente sin realizar la comprobación de red.



**Fig. 4.1** Diagrama de flujo de la programación del microcontrolador

## 4.2 Adquisición y procesado de los datos en el nodo receptor

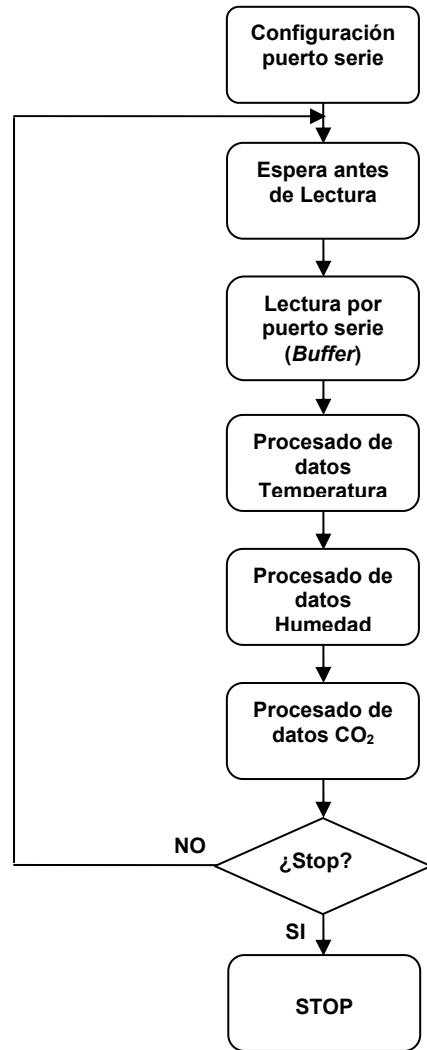
El nodo receptor (una placa de desarrollo de Telegesis [14c] en nuestro caso) se conecta por el puerto USB a un ordenador personal. El entorno de programación gráfica LabVIEW se utiliza para la recepción y procesado de los datos.

El diagrama de bloques de la figura 4.2 muestra el programa implementado. El bloque de configuración del puerto serie se ocupa de seleccionar el número de puerto, configurar la velocidad de trabajo, el número de bits de datos y si se utiliza paridad o no. Una vez terminado el tiempo de espera antes de leer, se lee por el puerto serie y se almacena en el *buffer*.

En el bloque de procesado de temperatura se utiliza la expresión (2.3) obtenida de cálculo de la interfaz directa sensor-microcontrolador de calibración a dos puntos en donde se extrae el valor de la resistencia del sensor a partir de las cuentas realizadas por el microcontrolador. Luego se utiliza la expresión (1.3) que da el fabricante del sensor para obtener finalmente el valor de la temperatura y se escribe en un fichero de texto.

Los cálculos realizados para la medida de humedad son los de la interfaz sensor-microcontrolador capacitivo en donde se utiliza la expresión (2.9). Luego se utiliza la expresión que provee el fabricante (1.5) para corregir la no linealidad del sensor. También se calcula un valor de humedad con una calibración a dos puntos (apartado 5.2.2). Se muestran por pantalla los dos valores de humedad y se escriben en un fichero de texto.

Para el cálculo de la tensión del sensor de CO<sub>2</sub> se deben tener en cuenta los valores de la amplificación y el *offset* del circuito de acondicionamiento, así como también el valor de la tensión de referencia del ADC (apartado 5.2.3). Se muestra por pantalla la tensión proveniente del sensor de CO<sub>2</sub> y se escribe en un fichero de texto.



**Fig. 4.2** Diagrama de bloques de la aplicación para la adquisición de los datos

## CAPÍTULO 5. CARACTERIZACIÓN Y CALIBRACIÓN

En este capítulo se realiza la caracterización de la impedancia y de la tensión de salida del sensor de CO<sub>2</sub>. Se presentan medidas realizadas con los tres sensores y se realiza una calibración del sensor de humedad y del circuito de acondicionamiento del sensor de CO<sub>2</sub>. Para el sensor de temperatura se comprueba que no es necesario realizar una calibración. También se presenta el método y el procedimiento empleado para intentar la calibración del sensor de CO<sub>2</sub>.

### 5.1 Caracterización del sistema

#### 5.1.1 Caracterización de la impedancia de salida del TGS4161

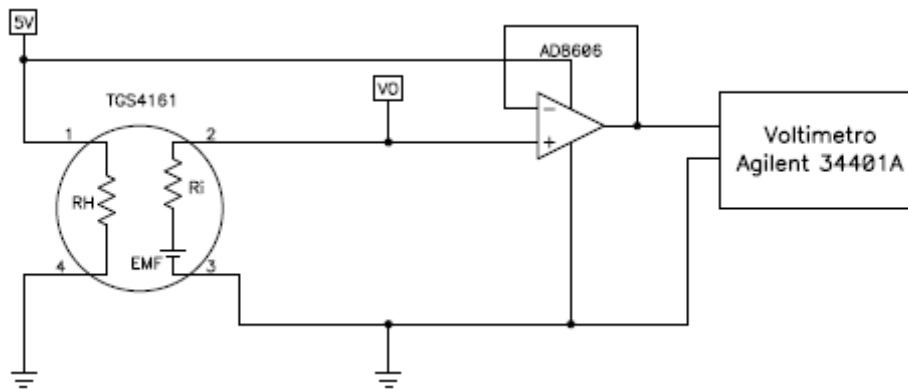
El fabricante no especifica la impedancia de salida. Por lo tanto se ha utilizado un método alternativo para poder medir su valor. El método a implementar consiste en un divisor de tensión formado por dos resistencias. Se plantea un modelo del sensor como un generador, que se compone de una fuente de tensión  $E$  (EMF) y su respectiva resistencia interna  $R_i$ . A este generador se le conecta a la salida una resistencia  $R$  de valor conocido formando un divisor de tensión.

Cuando la resistencia de calentamiento del sensor está alimentada y el sensor está expuesto a una concentración constante de CO<sub>2</sub>, la tensión que entrega el sensor es constante.

Las medidas se han realizado en el laboratorio bajo las siguientes condiciones:

Concentración CO<sub>2</sub> = 0,08 % (Medida con Crowcon, Gasman CO2) [24]  
Temperatura = 22 °C (Medida con Instrumento Delta Ohm DO 9406)

En un primer momento se ha medido la tensión en vacío que entrega el sensor. Se ha utilizado un amplificador operacional a la salida en modo seguidor de tensión como recomienda el fabricante del sensor y un multímetro a la salida. El amplificador operacional AD8606 utilizado, cumple con las especificaciones que requiere el fabricante del sensor, que son una corriente de bias menor de 1 pA y una impedancia de entrada mayor de 100 GΩ. La figura 5.1 muestra el circuito utilizado para la medida de tensión que entrega el sensor en vacío.

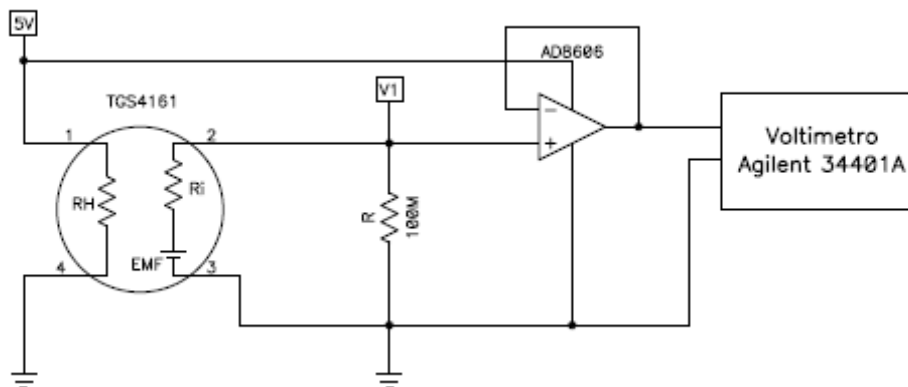


**Fig. 5.1** Circuito de medida de la tensión del TGS4161

El valor obtenido de  $V0$  que se corresponde con la EMF que entrega el sensor y que es la misma tensión que se mide en el voltímetro, ha sido de 460 mV.

$$E = EMF = V0 = 460mV \quad (5.1)$$

Una vez obtenido este valor, conectamos una resistencia de valor conocido ( $R=100M\Omega$ ) a la salida del sensor y medimos la tensión entre sus terminales también a través del circuito seguidor de tensión como muestra la figura 5.2.



**Fig. 5.2** Circuito de medida para la caracterización de la impedancia del TGS4161

El valor obtenido de la tensión  $V1$  en este circuito ha sido de 150 mV. De esta manera hemos obtenido todos los valores de tensión necesarios para poder calcular la resistencia interna ( $Ri$ ) del sensor extraída de la expresión del divisor de tensión:

$$V1 = \frac{E \cdot R}{Ri + R} \quad (5.2)$$



Aislando  $R_i$  de la expresión anterior se obtiene:

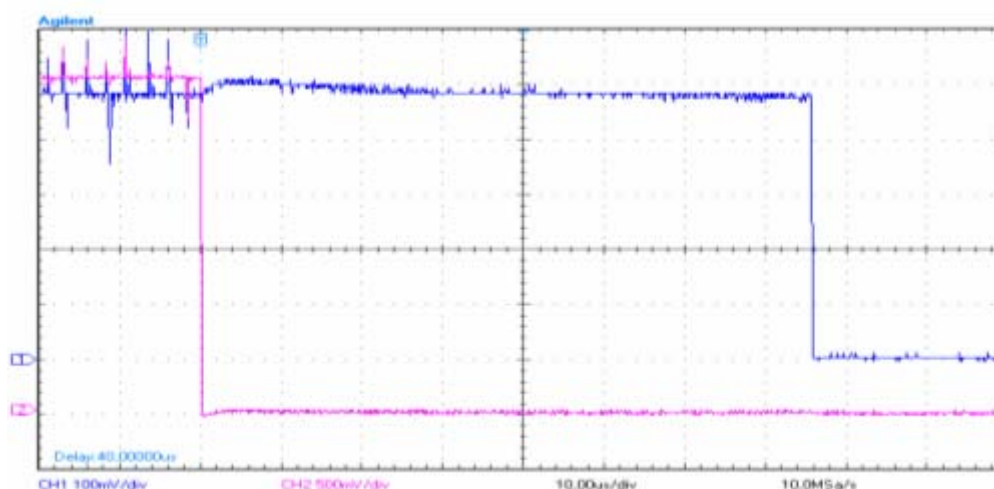
$$R_i = \frac{E \cdot R}{V_O} - R = 206,66 \text{ M}\Omega \approx \boxed{200 \text{ M}\Omega} \quad (5.3)$$

La impedancia de salida del sensor TGS4161 para estas condiciones de trabajo es de 200 M $\Omega$ . Dado que se han adquirido tres ejemplares de este sensor, se aclara que estas medidas se han hecho sobre el ejemplar A.

### 5.1.2 Análisis de la salida del TGS4161 en corte de la tensión de alimentación

Se utiliza un convertidor DC – DC elevador para la alimentación del sensor de CO<sub>2</sub>. El funcionamiento del convertidor se basa en la conmutación de capacidades a alta velocidad, apartado 3.2.2. Debido a la alta impedancia de salida del sensor, hemos comprobado que se acopla ruido proveniente del convertidor DC – DC. Por este motivo en el trabajo se ha decidido realizar la conversión (ADC) justo en el instante después en que se corta la alimentación del sensor.

En la captura que se muestra en la figura 5.3, la señal del CH1 es la señal de la salida del sensor acondicionada y filtrada y el CH2 es la tensión en el pin de control del *shutdown* del convertidor. Se observa que hasta la desactivación del convertidor (20  $\mu$ s), cuando CH2 cambia de nivel alto a bajo, la señal tiene mucho ruido, del orden de 200 mV<sub>pp</sub>. A partir de la desactivación se produce un pequeño transitorio de aproximadamente 20  $\mu$ s y luego se estabiliza a un valor de tensión continua pero sin el ruido proveniente del convertidor y que es justamente la tensión que nos interesa medir. Por lo tanto el tiempo escogido de espera para realizar la digitalización es de 20  $\mu$ s.

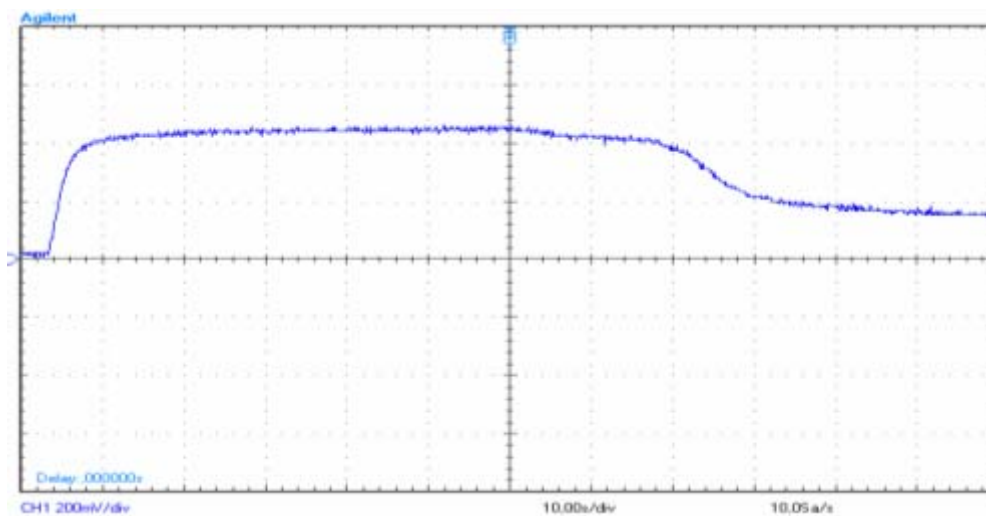


**Fig.5.3** Salida del TGS4161 en desconexión de la tensión de alimentación

### 5.1.3 Estudio de las medidas de la tensión del sensor de CO<sub>2</sub>

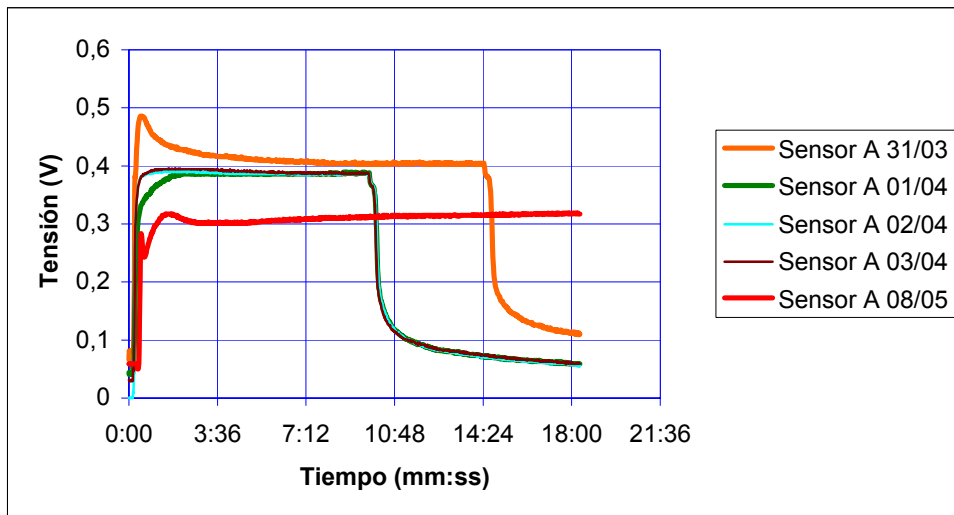
Se han realizado medidas de la tensión de salida de los tres ejemplares del TGS4161 que hemos tenido disponibles. Por la fecha de adquisición de cada uno, los hemos rotulado como A, B y C respectivamente. Las primeras medidas han sido realizadas con el sensor alimentado a 5 V DC y dentro del laboratorio, en dónde hay una concentración de CO<sub>2</sub> entre 500 ppm y 1200 ppm aproximadamente [24] (figuras 5.4, 5.5 y 5.6).

La figura 5.4 muestra una captura con el osciloscopio durante 10 minutos con el sensor A alimentado y otros 10 minutos sin alimentación. Se ha podido comprobar que no es instantánea la bajada de la tensión de su salida al quitarle la alimentación (calentamiento).



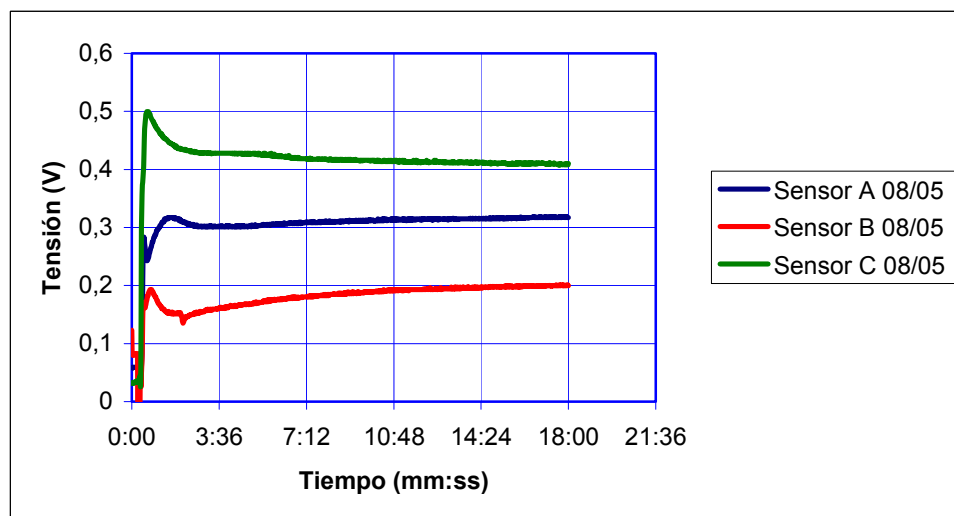
**Fig. 5.4** Salida del TGS4161, diez minutos alimentado y diez sin alimentación

En la figura 5.5 se ha realizado una comparativa de cuatro medidas cada 24 horas del sensor A y una medida un mes después del mismo sensor. El 31/03 el sensor ha estado alimentado 14 minutos, los otros 3 días siguientes, ha sido alimentado por casi 10 minutos. El primer día el sensor se encontraba “frío” y es por este motivo que tiene un pico de tensión hasta que se estabiliza, el fabricante en su hoja de datos presenta una curva similar [anexo A Fig. 9]. Hemos comprobado experimentalmente que los días siguientes el sensor ya no está “frío”, por este motivo no realiza el pico de tensión y se comporta de manera muy similar. El día 8/05 el sensor ha estado alimentado por más de 18 minutos. Se observa que para este día la tensión que entrega el sensor es muy diferente y tiene una tendencia ascendente de estabilización. Este comportamiento de cambio rotundo de la tensión de salida del sensor ha sucedido para los tres sensores y en diferentes ocasiones para cada uno. Se ha comprobado que el mismo sensor al cabo de un tiempo que se deje sin alimentar puede modificar su comportamiento. El cambio de su salida se puede interpretar como una modificación de una tensión de *offset*.



**Fig. 5.5** Comparativa de medidas del instante inicial de alimentación del sensor de CO<sub>2</sub>.

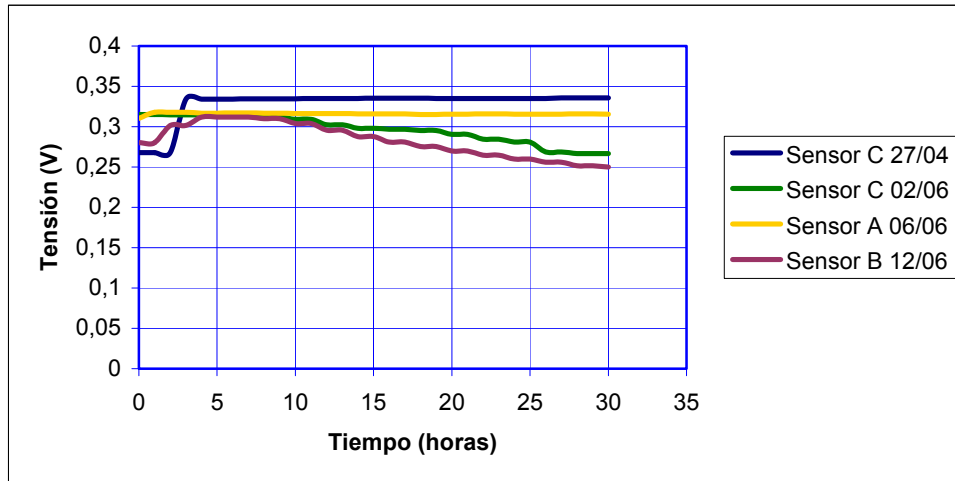
En la figura 5.6 se han comparado las tensiones de salida de los tres sensores de CO<sub>2</sub> disponibles. Se pueden observar las diferencias que existen entre las tensiones que entregan a su salida para un día determinado.



**Fig. 5.6** Comparativa de la tensión de salida entre tres ejemplares del sensor de CO<sub>2</sub>

Se han realizado medidas para intentar una caracterización del sensor para un ciclo de trabajo de 20 segundos de calentamiento y una hora de espera entre medida y medida (figura 5.7). Para estas medidas, se ha colocado el sistema completo dentro de un frasco de cierre hermético con un ventilador para mantener el gas distribuido y a una concentración constante (concentración de aire exterior, alrededor de 380 ppm). El sistema de medida permite transmitir de forma inalámbrica los datos desde dentro del frasco. En la gráfica 5.7 se muestran los resultados obtenidos para los tres sensores. Se puede observar

que las medidas del sensor C del 27/04 y la del sensor A del 06/06 han dado resultados constantes, mientras que los de las medidas del sensor B 12/06 y C 02/06 tienden a bajar la tensión. Se deberían realizar más pruebas sistemáticas con diferentes ciclos de trabajo y de mayor duración para poder determinar si se podría utilizar un método de alimentación cíclica. En la realización de este trabajo no se ha tenido tiempo disponible ni los medios necesarios para llevarlo a cabo.



**Fig. 5.7** Comparativa de la tensión de salida de los sensores alimentados de forma cíclica

#### 5.1.4 Caracterización del sensor de temperatura

Para comprobar el correcto funcionamiento de la medida de temperatura del nodo sensor se han realizado medidas utilizando como referencia un calibrador de temperatura modelo 9102-S (Fig 5.8) del fabricante Hart Scientific [19], las principales características del cual son:

- Rango de trabajo: -10 °C a 122 °C
- Estabilidad:  $\pm 0,05$  °C
- Exactitud:  $\pm 0,25$  °C



**Fig. 5.8** Calibrador de temperatura 9102-S (tomado de Hart Scientific)

La tabla 5.1 muestra las medidas de temperatura obtenidas con el nodo sensor. Las medidas están dentro del error de tolerancia del calibrador.

**Tabla 5.1** Medidas experimentales de temperatura

| <b>Temperatura Calibrador</b> | <b>Temperatura sistema</b> |
|-------------------------------|----------------------------|
| <b>0 °C</b>                   | 0,25 °C                    |
| <b>20 °C</b>                  | 20,18 °C                   |
| <b>40 °C</b>                  | 39,93 °C                   |

## **5.2 Calibración del sistema**

### **5.2.1 Calibración del sistema para la medida de temperatura**

Como se ha comprobado en la tabla 5.1, el sistema mide dentro de la tolerancia del error del calibrador. No se realizará ninguna calibración de este sensor. Se obtiene el valor de la resistencia del sensor de la expresión (2.3). Una vez obtenida la resistencia, se utiliza la expresión (1.3) con el valor de  $\alpha$  nominal que provee el fabricante y se obtiene la medida de temperatura.

### **5.2.2 Calibración el sistema para la medida de humedad**

Para la caracterización del sensor de humedad, se han utilizado soluciones salinas que generan en su interior una humedad constante (figura 5.9) [20]. El sensor se sitúa en el interior del frasco y se conecta al nodo sensor mediante unos hilos de conexión. El frasco se cubre con una tapa de plástico en la que se practican dos orificios a través de los cuales se hacen pasar los hilos de conexión al sensor. La metodología de las medidas ha sido en todos los casos la misma. Una vez introducido el sensor en el frasco se ha dejado 10 minutos antes de realizar la medida para que se estabilice. A continuación se ha hecho un promedio de 10 medidas cada 30 segundos. La temperatura a la cual se han realizado las medidas es de 25 °C. En la tabla 5.2 se muestran los resultados obtenidos para la medida de capacidad con el nodo sensor a partir de (2.9). Para la calibración se utilizarán los valores descontando el efecto de los hilos de conexión (capacidad real).



**Fig. 5.9** Sales de calibración de humedad (tomado de Rense Instruments)

**Tabla 5.2** Medidas de la capacidad de calibración de humedad

| RH del pote de calibración | Capacidad Medida | Capacidad de los hilos | Capacidad real |
|----------------------------|------------------|------------------------|----------------|
| 12 %                       | 173,42 pF        | 1,79 pF                | 171,63 pF      |
| 32,8 %                     | 181,66 pF        | 1,79 pF                | 179,87 pF      |
| 52,9 %                     | 185,18 pF        | 1,79 pF                | 183,39 pF      |
| 75,3 %                     | 191,16 pF        | 1,79 pF                | 189,37 pF      |
| 90,1 %                     | 194,88 pF        | 1,79 pF                | 193,09 pF      |

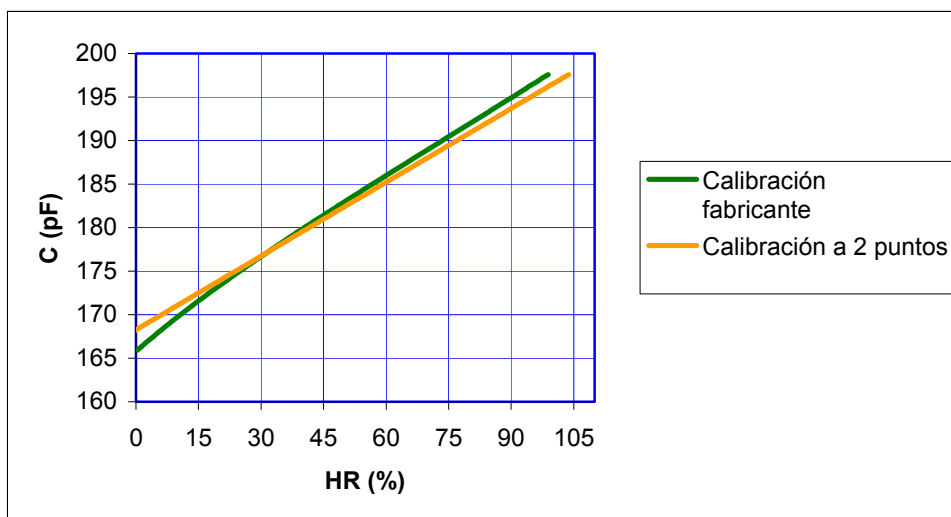
Se han implementado dos métodos de calibración. El primero asume un comportamiento lineal del sensor. Se realiza una calibración a dos puntos (12 % y 75,3 %), y se obtiene el valor de humedad relativa (RH, %):

$$RH = \frac{C_x(pF) - 168,26}{0,28025} \quad (5.4)$$

El otro método se implementa a partir de las expresiones que da el fabricante (capítulo 1, (1.4) y (1.5)). Para utilizarlas es necesario conocer la capacidad para una humedad relativa del 55 %. Como no disponemos de un frasco de humedad exacto de ese valor, se ha calculado indirectamente utilizando la expresión (1.5), Así:

$$C@55 \%RH = \frac{C(medido)}{f(RH)} \quad (5.5)$$

Donde se ha utilizado para C el valor de capacidad obtenido del frasco de 52,9 %. De la expresión (5.5) se ha obtenido  $C@ 55\% = 184,3 \text{ pF}$ . Sustituyendo este valor en la expresión (1.5) se calcula la RH en % para cada medida del sensor capacitivo a partir de (2.9). En la figura 5.10 se realiza una comparativa entre las curvas resultantes de las dos calibraciones.



**Fig. 5.10** Curva comparativa entre los métodos de calibración de humedad

### 5.2.3 Calibración del sistema para la medida de CO<sub>2</sub>

Para la medida de CO<sub>2</sub> es necesario realizar la calibración del circuito de acondicionamiento, del ADC y del propio sensor de CO<sub>2</sub>. La calibración del circuito de acondicionamiento depende del sensor en particular que se utilice.

#### Calibración del circuito de acondicionamiento

A partir de las medidas en modo cíclico (figura 5.6) se ha decidido tomar como tensión máxima del sensor un valor de 320 mV y un mínimo de 210 mV. Para un margen de salida de 1,1 V se obtiene que la ganancia es de 10. De la expresión (2.17) se deduce que la tensión de *offset* es de 233 mV. Estos ajustes se realizan con los potenciómetros P1 y P2 (Fig. 2.4). A continuación se describe el procedimiento:

1. Quitar el sensor de CO<sub>2</sub> de su zócalo
2. Ajustar P2 a 0 V para eliminar la tensión de *offset*
3. Introducir una tensión de 100 mV en el pin 2 del zócalo del sensor
4. Medir la salida del AO(A) y ajustar P1 hasta que sea 1V para obtener la ganancia de 10
5. Medir la tensión de *offset* y ajustar a 233 mV

Para generar la tensión de 100 mV se ha utilizado un divisor de tensión compuesto por un potenciómetro conectado a la misma tensión de referencia

del ADC. Para las medidas de todas las tensiones se ha utilizado un mutímetro Agilent 34401A.

### Calibración del ADC

Para la calibración del ADC se ha conectado la tensión de referencia a la entrada del ADC y se ha medido la tensión (Multímetro Agilent 34401A). El valor obtenido ha sido de 1,057 V. Este es el valor de tensión que se utiliza para realizar los cálculos y obtener la tensión del sensor de CO<sub>2</sub>.

### Calibración del sensor de CO<sub>2</sub>

Existen diferentes métodos y rutinas de calibración de sensores de gases dependiendo del tipo de gas y si es puro o es una mezcla de diferentes gases. Para realizar estas calibraciones existen una serie de elementos a tener en cuenta. Algunos de estos son:

- Escoger el gas apropiado
- Exponer el sensor al gas de calibración
- Recibir la señal del sensor (sensores en caso de *array*)
- Interpretar los resultados de calibración (determinar las características o la curva y establecer tablas de calibración)

Entre los métodos de calibración está el que se denomina en inglés *Zero Gas Generators*. Este método consiste en introducir nitrógeno dentro del envase, donde se realiza el *test*, para quitar todos los gases que pueda haber en su interior. Esta técnica se utiliza para realizar análisis de gases medioambientales [22]. El método que se ha utilizado para intentar realizar una calibración del sensor se basa en esta técnica. Las pruebas han tenido lugar en un laboratorio de la ESAB (Escuela Superior de Agroalimentaria y Biotecnología). Se ha utilizado un frasco (figura 5.11 ) de aproximadamente 5 L de volumen y que está mecanizado con dos tubos de bronce a los cuales se les pueden conectar mangueras que permiten introducir gases o cerrarlo herméticamente a través de válvulas. Primero se ha introducido por el tubo superior nitrógeno con la válvula 1 abierta y la válvula 2 de manera que deje salir el gas del interior del frasco. Una vez terminado el vaciado, se cierra la válvula 1 y se cambia la derivación de la válvula 2, permitiendo que el gas generado por la reacción química del frasco menor se mezcle con el frasco de mayor tamaño en donde se encuentra el sistema de medida. El frasco tiene una tapa de un tamaño que permite introducir los sistemas de medida. Se ha colocado el sistema desarrollado en este trabajo y un medidor de CO<sub>2</sub> de la marca Crowcon, modelo Gasman CO2 [24].



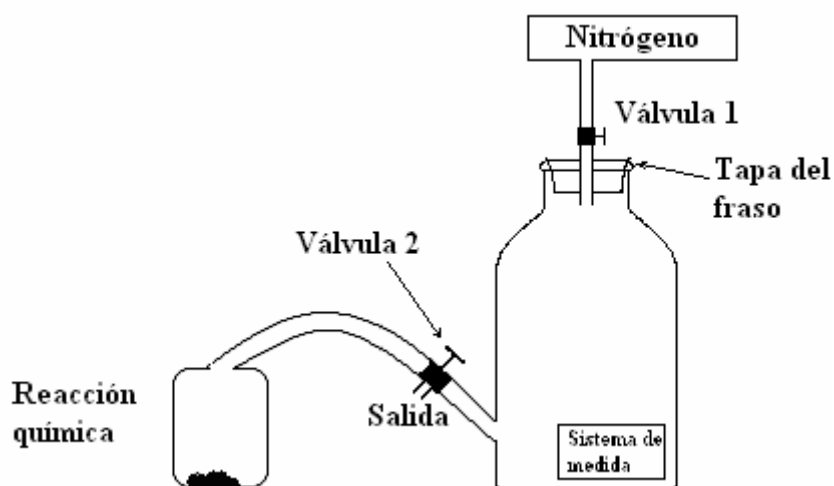
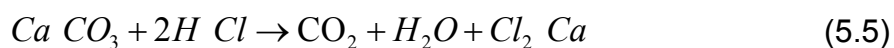


Fig. 5.11 Método de calibración del sensor de CO<sub>2</sub>

La reacción química dentro del frasco pequeño consiste en determinadas cantidades, según el volumen total de los frascos, de carbonato cálcico mezclado con ácido clorhídrico formando la siguiente reacción:



Luego de realizar todo el proceso en repetidas ocasiones, notamos que la concentración de CO<sub>2</sub> dentro del frasco no era la que esperábamos. Pensamos que el problema puede provenir porque dentro de los frascos no se mezclan los gases homogéneamente. Por lo tanto con este método de generación de CO<sub>2</sub> no se ha podido realizar la calibración del sensor de CO<sub>2</sub>.

## CAPÍTULO 6. CONCLUSIONES

### 6.1 Objetivos conseguidos

El objetivo ha sido diseñar e implementar un nodo sensor autónomo para la medida de humedad, temperatura y CO<sub>2</sub>. El sensor está integrado en la red REALnet del Campus del Baix Llobregat de la UPC. Para la medida de temperatura y humedad se utiliza una interfaz directa de los sensores al microcontrolador, mientras que para la medida de CO<sub>2</sub> se hace uso de un circuito de acondicionamiento y un convertidor ADC.

Los sensores de humedad y temperatura se han elegido siguiendo las recomendaciones proporcionadas por el Server Metereològic de Catalunya. El sensor de CO<sub>2</sub> se ha escogido en base al bajo coste y bajo consumo, debido a que sólo se han encontrado recomendaciones de medidas ambientales de CO<sub>2</sub> de organizaciones a nivel mundial y con excesiva precisión. El sistema envía los datos de las medidas a la red REALnet a través de la tecnología inalámbrica ZigBee

Las características más importantes del sistema son las siguientes:

- El rango de medida de temperatura es de -40 °C a 55 °C con una exactitud de  $\pm 0,26$  y una resolución menor al 0,1 °C.
- El rango de medida de humedad es de 1 % a 99 % RH con una exactitud de  $\pm 2$  % y una resolución menor que 1 %
- El rango de medida de CO<sub>2</sub> del sensor utilizado es de 350 ppm hasta 10000 ppm. El diseño está preparado para cubrir todo este margen de medida pero aún no está calibrado.
- El nodo es autónomo y permite una duración de las baterías de un año y dos meses. Se utilizan pilas con una capacidad de 3 Ah.
- El encapsulado del dispositivo es del tipo *solar radiation shelter* ,que permite que pase el aire para poder realizar las medidas ambientales, y a su vez, lo protege del sol y de la lluvia.
- La comunicación es inalámbrica y utiliza el estándar ZigBee para estar integrada en la red REALnet del Campus del Baix Llobregat de la UPC.

## 6.2 Futuras líneas de trabajo

En este trabajo ha quedado pendiente por razones de tiempo y disponibilidad de recursos la calibración del sensor de CO<sub>2</sub>, que se habría de realizar con algún método preciso. Una vez se disponga de algún dispositivo de calibración, que permita una determinada precisión, se puede continuar con más estudios sobre el comportamiento del sensor con alimentación de forma pulsante. Otra posible línea de trabajo podría ser la de cambiar la tecnología del sensor de CO<sub>2</sub> a NDIR, pero con un cambio de presupuesto asociado.

Una vez se tenga una calibración del sistema de CO<sub>2</sub> podría ser que el sensor necesite más tiempo de calentamiento que el planteado en este trabajo. Si éste fuera el caso se habría que plantear el uso de baterías de mayor duración o de células fotovoltaicas para la carga de baterías del sistema y conseguir que el nodo sensor siga siendo autónomo.

Se podría utilizar este dispositivo, una vez calibrado, en invernaderos para realizar análisis de absorción de CO<sub>2</sub> en plantas y árboles o estudios de generación de CO<sub>2</sub> del suelo en agricultura. Otra aplicación podría ser la de controlar sistemas de ventilación en recintos cerrados al detectar un cierto nivel de CO<sub>2</sub> debido a la respiración humana.

## 6.3 Impacto ambiental

La medida de parámetros medioambientales como el CO<sub>2</sub> es muy importante para conocer el aumento de la concentración de CO<sub>2</sub> en la atmósfera y la calidad del aire en determinados ambientes. El desarrollo de tecnología asociada a estos factores, sin duda contribuyen para que en un futuro se tenga mayor conciencia y conocimiento de este tipo de parámetros medioambientales que se están degradando con el tiempo.

La optimización energética se refleja directamente en una ayuda para el medio ambiente. Se ha tenido en cuenta en el diseño de este proyecto, tanto en la programación como en los diferentes dispositivos que se han utilizado, una optimización para lograr el menor consumo de energía posible.

## Referencias

- [1] Jara Burgos, Marcos. Nodo sensor para la medida ambiental de CO<sub>2</sub> temperatura y humedad. Noviembre 2007  
URL: <https://upcommons.upc.edu/pfc/handle/2099.1/4703>  
[acceso 05/08]
- [2] Elektor electronics worldwide: Medidor de CO<sub>2</sub>. El guardián del aire cargado. Edición número 331. Enero 2008.  
URL: <http://www.elektor.es/revistas/2008/enero/medidor-de-co2.322088.lynkx?tab=3>  
[acceso 05/08]
- [3] World Meteorological Organization:  
URL: [http://www.wmo.int/pages/disclaimer/copyright\\_en.html#](http://www.wmo.int/pages/disclaimer/copyright_en.html#)  
[acceso 05/08]
- [4] World Meteorological Organization: Global Atmosphere Watch  
URL: [http://www.wmo.int/pages/prog/arep/gaw/gaw\\_home\\_en.html](http://www.wmo.int/pages/prog/arep/gaw/gaw_home_en.html)  
[acceso 05/08]
- [5] Couchoud Gregori, Milagros: Detección y medida de niveles de CO<sub>2</sub> en la atmósfera. Principales Consecuencias. Física y Sociedad, edición 14. Noviembre 2004.  
URL: <http://www.cofis.es/pdf/fys/fys15-6-11.pdf>  
[acceso 05/08]
- [6] Gencat, Departament de Medi Ambient i Habitatge: Qualitat de l'aire. Què és la Xarxa de Vigilancia i Previsió de la Contaminació Atmosfèrica Mayo 2008.  
URL: [http://mediambient.gencat.cat/cat/el\\_medi/atmosfera/immissions/Xarxa\\_de\\_Vigilancia\\_i\\_Previsio\\_de\\_la\\_Contaminacio\\_.jsp?ComponentID=25349&SourcePageID=28452#1](http://mediambient.gencat.cat/cat/el_medi/atmosfera/immissions/Xarxa_de_Vigilancia_i_Previsio_de_la_Contaminacio_.jsp?ComponentID=25349&SourcePageID=28452#1)  
[acceso 05/08]
- [7] RAE Systems Inc.: Theory and Operation of NDIR sensors. Technical Note TN-169. Febrero 2004.  
URL: [http://www.raesystems.com/~raedocs/App\\_Tech\\_Notes/Tech\\_Notes/TN-169\\_NDIR\\_CO2\\_Theory.pdf](http://www.raesystems.com/~raedocs/App_Tech_Notes/Tech_Notes/TN-169_NDIR_CO2_Theory.pdf)  
[acceso 05/08]
- [7a] e2v Technologies Ltd.: Infrared Sensor Application Note 2. Signal Processing for Infrared Gas Sensors. Mayo 2007.  
URL: <http://www.e2v.com/index.cfm?page=488>  
[acceso 05/08]

- [7b] e2v Technologies Ltd.: Data Sheet IR11BD. Miniature Infrared Gas Sensors for Hazardous Areas and Intrinsic Safety in Mining. Mayo 2007.  
URL:[http://www.e2v.com/files/sensors/ir1xxx\\_ir2xxx\\_ser\\_1.pdf](http://www.e2v.com/files/sensors/ir1xxx_ir2xxx_ser_1.pdf)  
[acceso 05/08]
- [8] Ramon Pallàs-Areny / John G. Webster. Sensors and signal conditioning *Second edition*. 2001
- [9] Figaro Engineering Inc. : Datasheet TGS4161 – for the detection of carbon Dioxide. Diciembre 2005.  
URL:<http://www.figaro.co.jp/en/pdf/CO2GasSensorTGS4161.pdf>  
[acceso 06/08]
- [10] Reverter Ferran / Pallàs-Areny Ramon. Direct sensor-to-Microcontroller Interface Circuits. Marcombo, Barcelona 2005.
- [11] Atmel: 8-bit Microcontroller with 8K Bytes In-System Programmable Flash. ATmega48/V ATmega88/V ATmega168/V. Septiembre 2007.  
URL:[http://www.atmel.com/dyn/resources/prod\\_documents/doc2545.pdf](http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/doc2545.pdf)  
[acceso 05/08]
- [12] Zigbee alliance  
URL: <http://www.zigbee.org/en/>  
[acceso 06/08]
- [13] Albesa Querol, Joan. Xarxa de sensors sense fils per a la monitorització ambiental de l'estany del Campus del Baix Llobregat. Febrero 2007  
URL:<https://upcommons.upc.edu/pfc/handle/2099.1/4053>  
[Acceso 05/08]
- [14a] Telegesis Ltd.: ETRX2 Datasheet (Rev. 1.04). TG-ETRX2-PM-001-104. 2007.  
URL:<http://www.telegesis.com/pdf/Zigbee/TG-ETRX2-PM-001-104.pdf>  
[acceso 05/08]
- [14b] Telegesis Ltd.: ETRX1 and ETRX2, AT-Command Dictionary (Rev.2.12). TG-ETRX-R212-AT-Commands. 2007.  
URL: <http://www.telegesis.com/pdf/Zigbee/TG-ETRX-R212-Commands.pdf>  
[acceso 05/08]
- [14c] Telegesis Ltd.: ETRX2DVKA/P Development Kit for Zigbee Technology, Product Manual (Rev 2.03). TG-ETRX2DVKA/P-PM-005-203. 2008.  
URL:<http://www.telegesis.com/pdf/Zigbee/TG-ETRX2DVK-PM-005-203.pdf>  
[acceso 05/08]
- [15] Farnell Electronic Components Distributor / Supplier  
URL: <http://www.farnell.com/>  
[acceso 06/08]

- [16] Energizer Holdings Inc.: Product Datasheet Energizer L91. sin fecha.  
URL: <http://data.energizer.com/PDFs/I91.pdf>  
[acceso 05/08]
- [17] Maxim: Datasheet MAX682/MAX683/MAX6843.3V-Input to Regulated 5V-Output Charge Pumps. Agosto 1998.  
URL: <http://datasheets.maxim-ic.com/en/ds/MAX682-MAX684.pdf>  
[acceso 05/08]
- [18] Analog Devices: Precision Micropower, Low Noise CMOS Rail-to-Rail Input/Output Operational Amplifiers. AD8603/AD8607/AD8609. 2005.  
URL: [http://www.analog.com/UploadedFiles/Data\\_Sheets/AD8603\\_8607\\_8609.pdf](http://www.analog.com/UploadedFiles/Data_Sheets/AD8603_8607_8609.pdf)  
[acceso 05/08]
- [19] Hart Scientific. Guía de uso del calibrador de temperature Hart Scientific 9102-S. 2005  
URL : <ftp://ftp.hartscientific.com/manuals/9100S.pdf>  
[acceso 06/08]
- [20] Rense Instruments. Callibration Bottles  
'URL: [http://www.renseinstruments.com/RI\\_com/RI\\_usa/accessories.html#calibration%20bottles](http://www.renseinstruments.com/RI_com/RI_usa/accessories.html#calibration%20bottles)  
[acceso 06/08]
- [21] HP Info Tech. CodeVisionAVR  
URL: <http://www.hpinfotech.ro/>  
[acceso 06/08]
- [22] W. Göpel, Hesse, J. N. Zemel : Sensors. A comprehensive Survey. Chemical and Biomedical Sensors part II, Volume 3. Edited by W. Göpel, T.A. Jones, M. Kleitz, I. Lundstrom, and T. Seiyama. 1992
- [23] IEEE 802.15 WPAM  
URL: <http://ieee802.org/15/pub/TG4.html>  
[acceso 06/08]
- [24] Crowcon Gasman CO2. Carbon dioxide detection  
URL: [http://keison.co.uk/crowcon/pdf/Gasman\\_CO2.pdf](http://keison.co.uk/crowcon/pdf/Gasman_CO2.pdf)  
[accedo 06/08]

## Bibliografía

- Reverter F., Pallàs-Areny P., Direct Sensor-to-Microcontroller interface circuits, Marcombo. Barcelona, 2005.
- Ramon Pallàs-Areny / John G. Webster. Sensors and signal conditioning *Second edition*. 2001

# ANEXO A. INFORMACIÓN TÉCNICA DEL TGS4161

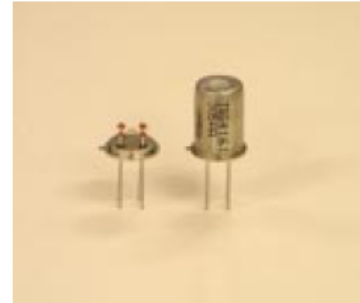
## TECHNICAL INFORMATION FOR TGS4161

**FIGARO**

an ISO9001/14001 company

### Technical Information for Carbon Dioxide Sensors

The Figaro TGS4161 is a new solid electrolyte type sensor which offers miniaturization, low power consumption, and long life. The TGS4161 displays high selectivity to carbon dioxide. Also, the TGS4161 displays good long term stability and shows excellent durability against the effects of high humidity through the application of innovative technology in the sensor's electrode design.



|   | <u>Page</u> |
|---|-------------|
| <i>Basic Information and Specifications</i> |             |
| Features.....                               | 2           |
| Applications.....                           | 2           |
| Structure.....                              | 2           |
| Operating Principle.....                    | 2           |
| Basic Measuring Circuit.....                | 2           |
| Circuit & Operating Conditions.....         | 3           |
| Specifications.....                         | 3           |
| Dimensions.....                             | 3           |
| <i>Typical Sensitivity Characteristics</i>  |             |
| Sensitivity to Various Gases.....           | 4           |
| Temperature Dependency.....                 | 4           |
| Humidity Dependency.....                    | 5           |
| Heater Voltage Dependency.....              | 5           |
| Gas Response.....                           | 5           |
| Initial Action.....                         | 6           |
| Long Term Characteristics.....              | 6           |
| Life Expectancy.....                        | 6           |
| <i>Reliability</i>                          |             |
| Gas Exposure Test.....                      | 7           |
| High Temperature/Humidity Test.....         | 7           |
| Heat Cycle Test.....                        | 8           |
| Low Temperature Test.....                   | 8           |
| High Temperature Test.....                  | 8           |
| Heater On-Off Test.....                     | 9           |
| Notes.....                                  | 9           |

**IMPORTANT NOTE:** OPERATING CONDITIONS IN WHICH FIGARO SENSORS ARE USED WILL VARY WITH EACH CUSTOMER'S SPECIFIC APPLICATIONS. FIGARO STRONGLY RECOMMENDS CONSULTING OUR TECHNICAL STAFF BEFORE DEPLOYING FIGARO SENSORS IN YOUR APPLICATION AND, IN PARTICULAR, WHEN CUSTOMER'S TARGET GASES ARE NOT LISTED HEREIN. FIGARO CANNOT ASSUME ANY RESPONSIBILITY FOR ANY USE OF ITS SENSORS IN A PRODUCT OR APPLICATION FOR WHICH SENSOR HAS NOT BEEN SPECIFICALLY TESTED BY FIGARO.



## TECHNICAL INFORMATION FOR TGS4161

### 1. Basic Information and Specifications

#### 1-1 Features

- \* High selectivity to carbon dioxide
- \* Compact size
- \* Low dependency on humidity
- \* Low power consumption
- \* Long life and low cost

#### 1-2 Applications

- \* Air quality control
- \* CO<sub>2</sub> monitors

#### 1-3 Structure

Figure 1 shows the structure of TGS4161. The CO<sub>2</sub> sensing element consists of a cation (Na<sup>+</sup>) solid electrolyte formed between two electrodes together with a printed heater (RuO<sub>2</sub>) substrate. The cathode (sensing element) consists of lithium carbonate and gold, while the anode (counter electrode) is made of gold. The anode is connected to sensor pin No.2 ("S(+)" while the cathode is connected to pin No.3 ("S(-)"). A RuO<sub>2</sub> heater connected to pins No.1 ("H") and No.4 ("H") heats the sensing element. Lead wires are made of Pt and are connected to nickel pins.

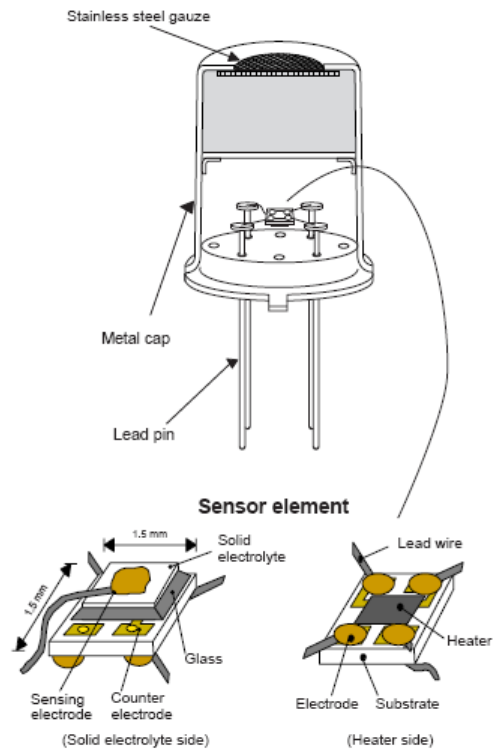


Fig. 1 - Sensor structure

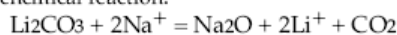
#### 1-4 Operation principle

When the sensor is exposed to CO<sub>2</sub> gas, the following electrochemical reaction occurs:

Cathodic reaction:  $2\text{Li}^+ + \text{CO}_2 + 1/2\text{O}_2 + 2\text{e}^- = \text{Li}_2\text{CO}_3$

Anodic reaction:  $2\text{Na}^+ + 1/2\text{O}_2 + 2\text{e}^- = \text{Na}_2\text{O}$

Overall chemical reaction:



As a result of the electrochemical reaction, electromotive force (EMF) would be generated according to Nernst's equation:

$$\text{EMF} = E_c - (R \times T) / (2F) \ln (P(\text{CO}_2))$$

where

$P(\text{CO}_2)$ : Partial pressure of CO<sub>2</sub>,

$E_c$ : Constant value       $R$ : Gas constant

$T$ : Temperature (K)       $F$ : Faraday constant

By monitoring the electromotive force (EMF) generated between the two electrodes, it is possible to measure CO<sub>2</sub>.

#### 1-5 Basic measuring circuit

Figure 2 shows the basic measuring circuit for TGS4161. The sensor requires that heater voltage (VH) be applied to the integrated heater in order to maintain the sensing element at the optimal temp-

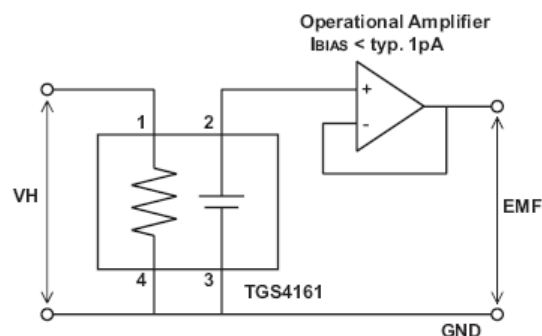


Fig. 2 - Basic measuring circuit  
NOTE: Pins 1 and 4 must be connected as shown in the drawing because of the specific polarity of VH.

## TECHNICAL INFORMATION FOR TGS4161

erature for sensing. The sensor's EMF should be measured using an operational amplifier with high impedance (more than 100GΩ) and low bias current (less than 1 pA) such as Texas Instruments' model No. TLC 271. Since the solid electrolyte type sensor functions as a kind of battery, its absolute EMF value would drift using this basic circuit. However, the change of EMF value ( $\Delta$ EMF) maintains a stable relationship with the changes in CO<sub>2</sub> concentration. Therefore, in order to obtain an accurate measurement of CO<sub>2</sub>, a special microprocessor for signal processing should be used with TGS4161. A special evaluation sensor module which performs the required signal processing (AM-4-4161) is available from Figaro. See *Technical Information of AM-4-4161* for further details.

### 1-6 Circuit & operating conditions

The ratings shown below should be maintained at all times to insure stable sensor performance:

| Item   | Specification   |
|--|---|
| Heater voltage (V <sub>H</sub> )                 | 5.0V ± 0.2V DC  |
| Heater resistance (R <sub>H</sub> ) - room temp. | 70±7Ω   |
| Heater current                                   | approx. 50mA  |
| Heater power consumption                         | approx. 250mW   |
| Operating conditions                             | -10°C ~ +50°C, 5 ~ 95%RH  |
| Storage conditions                               | -20°C ~ +60°C, 5 ~ 90%RH<br>(store in a moisture proof bag with silica gel) |
| Optimal detection concentration                  | 350 ~ 10,000ppm   |

### 1-7 Specifications NOTE 1

| Item                             | Specification  |
|----------------------------------|--|
| EMF in 350ppm of CO <sub>2</sub> | 220 ~ 490mV  |
| $\Delta$ EMF                     | EMF (350ppmCO <sub>2</sub> ) - EMF (3500ppm CO <sub>2</sub> )<br>44 ~ 72mV |

**NOTE 1:** Sensitivity characteristics are obtained under the following standard test conditions:

(Standard test conditions)

Temperature and humidity: 20 ± 2°C, 65 ± 5% RH

Circuit conditions: V<sub>H</sub> = 5.0±0.05V DC

Preheating period: 12 hours or more under standard circuit conditions

### 1-8 Dimensions (see Fig. 3)

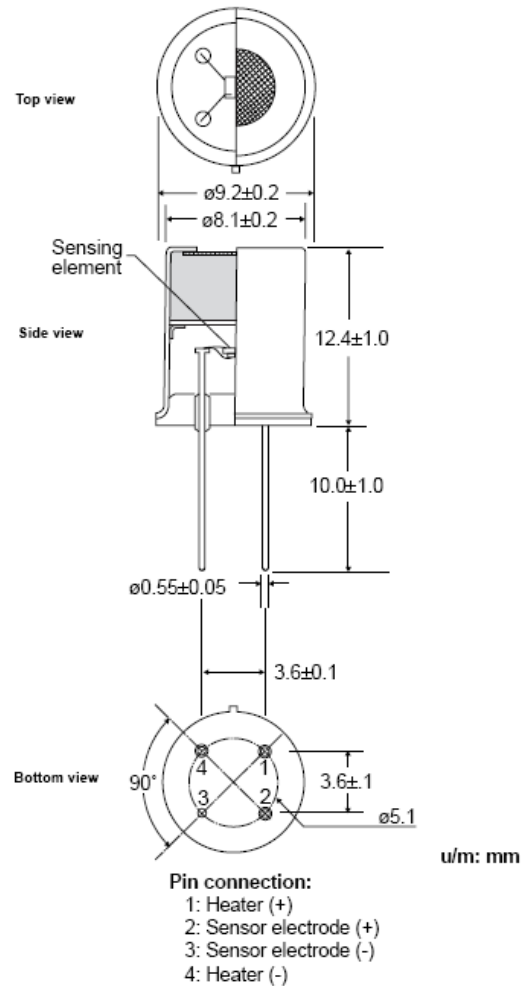


Fig. 3 - Sensor dimensions

### Mechanical Strength:

The sensor shall have no abnormal findings in its structure and shall satisfy the above electrical specifications after the following performance tests:  
**Withdrawal Force** - withstand force of 5kg in each

(pin from base) direction

**Vibration** - frequency-5~400Hz, amplitude-10mm, repeating 15 min. sweep, duration-two hours, x-y-z direction

**Shock** - acceleration-100G, repeated 5 times, x-y-z direction

**TECHNICAL INFORMATION FOR TGS4161**

**2. Typical Sensitivity Characteristics**

*2-1 Sensitivity to various gases*

Figure 4 represents typical sensitivity characteristics of TGS4161. The Y-axis is indicated as ΔEMF which is defined as follows:

$$\Delta EMF = EMF1 - EMF2$$

*where*  
 $EMF1 = EMF \text{ in } 350 \text{ ppm of } CO_2$   
 $EMF2 = EMF \text{ in listed gas concentration}$

As shown by Figure 4, TGS4161 exhibits a very good linear relationship between ΔEMF and CO<sub>2</sub> gas concentration on a logarithmic scale. The sensitivity curve to CO<sub>2</sub> shows a sharp increase in ΔEMF as CO<sub>2</sub> concentration increases. In comparison, sensitivity to CO and ethanol (C<sub>2</sub>H<sub>5</sub>OH) are very low as evidenced by the relatively flat slope and low ΔEMF values of the sensitivity curves for these gases.

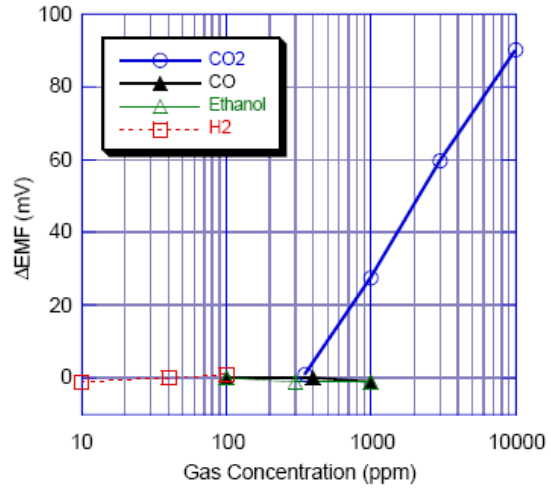


Fig. 4 - Sensitivity to various gases  
 (ΔEMF = EMF in 350ppm CO<sub>2</sub> - EMF in listed concentration)

*2-2 Temperature dependency*

Figure 5 shows the temperature dependency of TGS4161. These charts demonstrate that while the absolute EMF value increases as the ambient temperature increases, the ΔEMF remains constant regardless of temperature change (actually, ΔEMF changes according to Nernst's law, but the degree of change would be negligible in the operating temperature range of -10~+50°C). As a result, an inexpensive method for compensation of temperature dependency would be to incorporate an internal thermistor in the detection circuit.

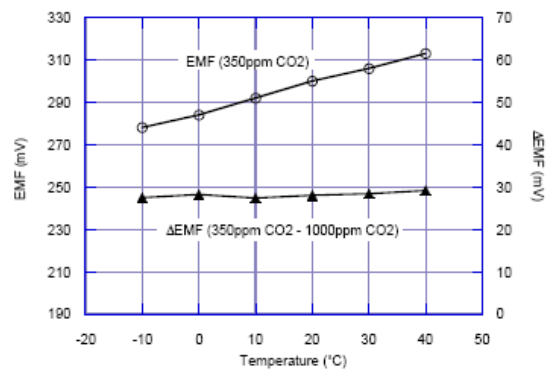


Fig. 5 - Temperature dependency  
 (Absolute humidity=7.4g H<sub>2</sub>O/kg of air)

## TECHNICAL INFORMATION FOR TGS4161

### 2-3 Humidity dependency

Figure 6 shows the humidity dependency of TGS4161. As this figure illustrates, the sensor shows very small dependency on humidity for both absolute EMF and  $\Delta$ EMF values.

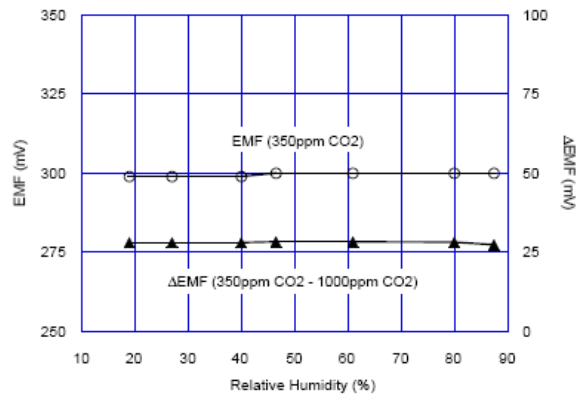


Fig. 6 - Humidity dependency (20°C)

### 2-4 Heater voltage dependency

Figure 7 shows the change in EMF at 350 ppm of CO<sub>2</sub> according to variations in heater voltage (VH).

Note that  $5.0 \pm 0.2$  V as a heater voltage must be maintained because variation in applied heater voltage will cause the sensor's characteristics to be greatly changed from those shown as typical in this brochure.

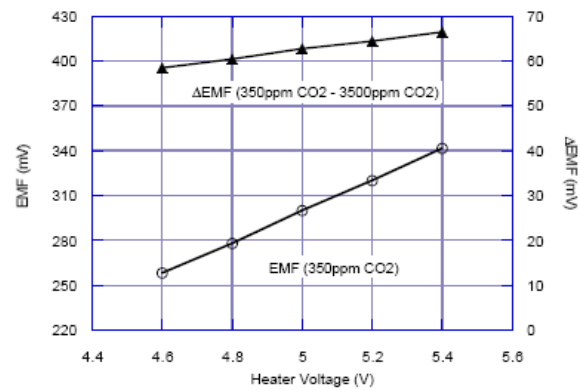


Fig. 7 - Heater voltage dependency

### 2-5 Gas response

Figure 8 shows the change pattern of absolute EMF values when the sensor is placed into 1,000 and 2,000 ppm of CO<sub>2</sub> for 10 minutes before being returned to normal air. The response time to 90% of the saturated level of  $\Delta$ EMF (350ppmCO<sub>2</sub>-1000ppm/2000ppm CO<sub>2</sub>) is around 1.5 minutes while recovery to 90% of the base level is around 2.5 minutes.

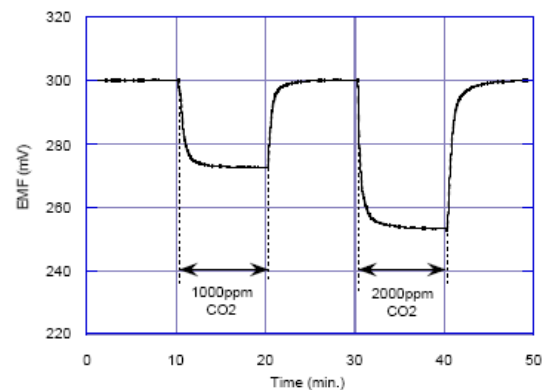


Fig. 8 - Gas response speed

## TECHNICAL INFORMATION FOR TGS4161

### 2-6 Initial action

Figure 9 shows typical initial action of the sensor's EMF. For purposes of this test, the sensor was stored unenergized in normal air for one month after which it was energized in clean air.

After energizing, the sensor's EMF increases regardless of the presence of gas, reaching to 99% of its final value in less than 15 minutes.

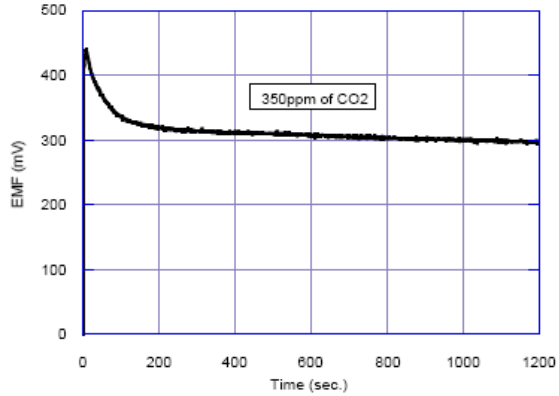


Fig. 9 - Initial action

### 2-7 Long-term characteristics

Figure 10a shows long-term stability data for TGS4161. The test samples were energized in normal air and under standard circuit conditions. These charts illustrate that while the absolute EMF values displayed fluctuation over time,  $\Delta$ EMF values show stable characteristics for more than 1000 days.

Figure 10b shows the influence of unenergized storage on the sensor's long term stability. Test samples were stored unpowered in room air for more than 300 days. Sensors were intermittently measured under standard test conditions (20°C / 65%RH) during the test. This chart also demonstrates that while absolute EMF values slightly decrease over time,  $\Delta$ EMF shows stability for over 150 days.

As the charts presented in this section illustrate,  $\Delta$ EMF shows stable long term characteristics.

### 2-8 Life expectancy

The end of life for TGS4161 occurs when:

- Absolute EMF value in clean air drops to 100mV after energizing in clean air for 24 hours.
- $\Delta$ EMF (350ppm vs 3500ppm of CO<sub>2</sub>) drops to less than 30mV regardless of absolute EMF in clean air.

The life expectancy of TGS4161 strongly depends on circuit and environmental conditions. By extrapolating the data in Figure 10a, the life expectancy of TGS4161 is more than 10 years with continuous energizing at room temperature.

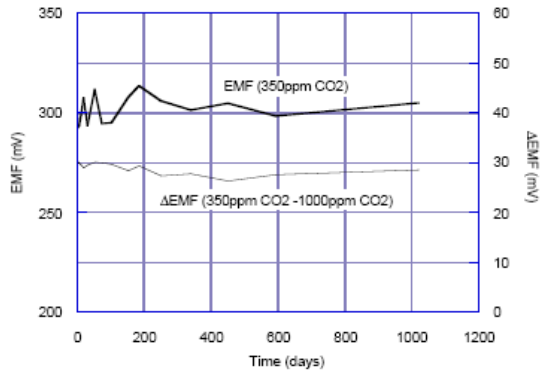


Fig. 10a - Long term stability

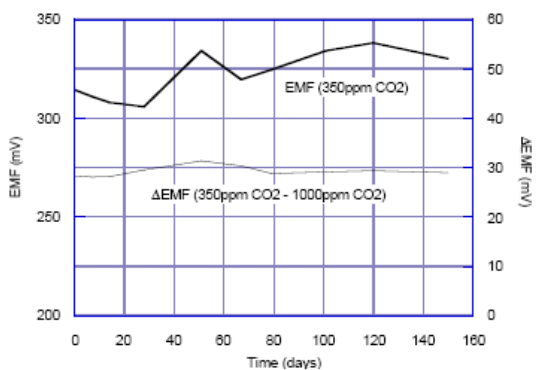


Fig. 10b - Effects of unpowered storage on long term stability

**TECHNICAL INFORMATION FOR TGS4161**

**3. Reliability**

**3-1 Gas exposure test**

Figure 11 shows the effect on sensor characteristics of various gases. Sensors were energized and the  $\Delta$ EMF value (air vs 1000ppm of CO<sub>2</sub>) prior to gas exposure was measured. After the exposure in gases in 100 ppm of the test gas for 24 hours, the sensor was removed from the test gas and energized in normal air. After one hour elapsed, the CO<sub>2</sub> characteristics was again measured.

As these tests demonstrate, care should be taken to minimize exposure to some kinds of gases (such as chlorine compounds) which lower the sensor's sensitivity.

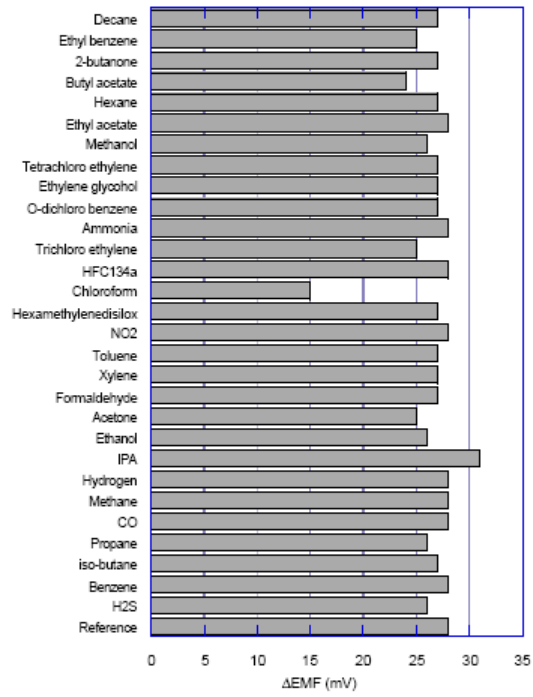


Fig. 11 - Effect on  $\Delta$ EMF of exposure to other gases ( $\Delta$ EMF = EMF (air - 1000ppm CO<sub>2</sub>))

**3-2 High temperature/humidity test**

To show the ability of TGS4161 to withstand the effects of high temperature and humidity, the sensor was subjected to a test condition of 40°C/80%RH. Unenergized test samples were subjected this condition for 150 days and then samples were measured under standard test conditions (20°C/65%RH).

Figure 12 shows that the TGS4161 maintains stable characteristics even if the sensor is used in high temperature and humidity conditions.

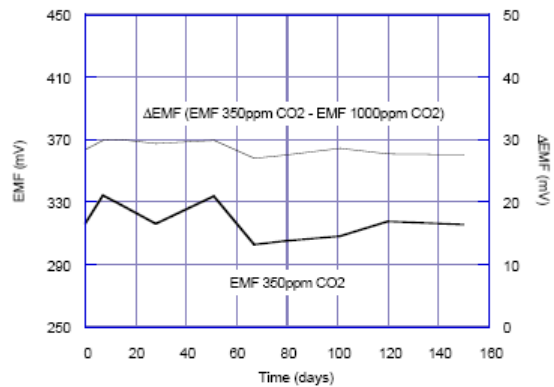


Fig. 12 - High temperature and humidity test



## TECHNICAL INFORMATION FOR TGS4161

### 3-3 Heat cycle test

Figure 13 shows the effect of subjecting the TGS4161 to a heat cycle test. Unenergized sensors were subjected to a cycle of  $-30^{\circ}\text{C}$  for 30 minutes followed by  $80^{\circ}\text{C}$  for 30 minutes, with this cycle being repeated more than 2000 times. The sensors were intermittently measured under standard test conditions ( $20^{\circ}\text{C}/65\%\text{RH}$ ) during the test.

As these test results show, TGS4161 has sufficient durability against the severity of heat cycle conditions.

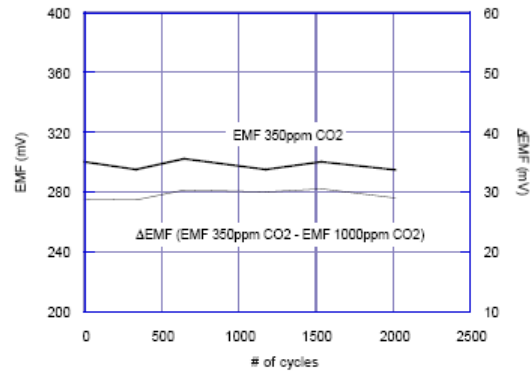


Fig. 13 - Effect of heat cycle testing

### 3-4 Low temperature test

Figure 14 shows the results of exposing TGS4161 to severe low temperature. Unenergized sensors were subjected to conditions of  $-40^{\circ}\text{C}$  for 2,200 hours. Sensors were intermittently measured under standard test conditions ( $20^{\circ}\text{C}/65\%\text{RH}$ ) during the test.

These test results show that there is almost no influence by low temperatures on the sensitivity characteristics of TGS4161.

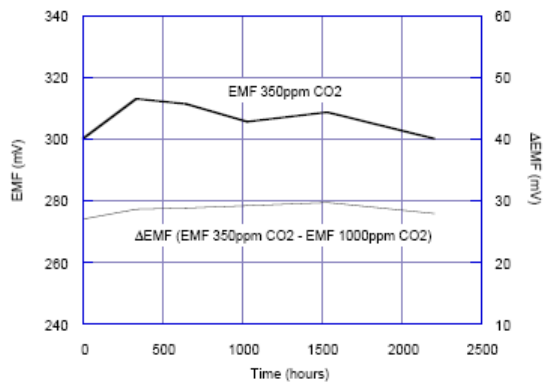


Fig. 14 - Effect of low temperature exposure

### 3-5 High temperature test

Figure 15 shows the results of exposing TGS4161 to severe high temperature. Unenergized sensors were subjected to conditions of  $110^{\circ}\text{C}$  for 2,000 hours. Sensors were intermittently measured under standard test conditions ( $20^{\circ}\text{C}/65\%\text{RH}$ ) during the test.

As these test results show, stable CO2 sensitivity can be expected even if the sensor is exposed to high temperature extremes.

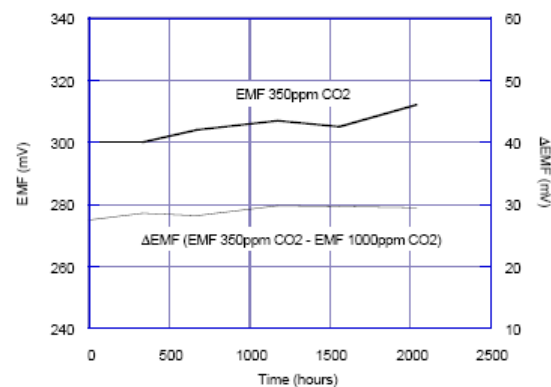


Fig. 15 - Effect of high temperature exposure

## TECHNICAL INFORMATION FOR TGS4161

### 3-6 Heater on-off cycle test

If the TGS4161 would be used for indoor air quality monitoring or a portable CO<sub>2</sub> monitor, the sensor would be powered on and off frequently. To simulate such conditions, the sensor was subjected to a heater on-off cycle by applying the specified heater voltage (5.0V) to the sensor for 1 minute, then being powered off for 1 minute. Samples were subjected to this cycle 30,000 times. Sensors were intermittently measured under standard test conditions (20°C/65%RH) during the test.

As Figure 16 shows, cycling the heater on and off demonstrates that while the value of EMF goes down a bit, the  $\Delta$ EMF is minor and very stable. In addition, no breakage of the heater wire results from this test.

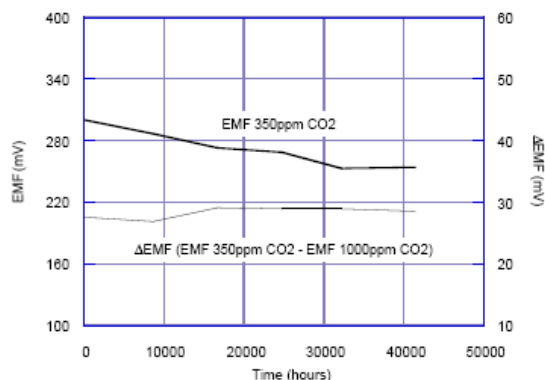


Fig. 16 - Effect of heater on-off testing

## 4. Cautions

### 4-1 Situations which must be avoided

#### 1) Exposure to silicone vapors

If silicone vapors adsorb onto the sensor's surface, the sensing material will be coated, irreversibly inhibiting sensitivity. Avoid exposure where silicone adhesives, hair grooming materials, or silicone rubber/putty may be present.

#### 2) Storage in high humidity conditions

A drift in characteristics such as a decrease in EMF and slower response speed may occur if the sensor is stored in a highly humid environment. The sensor should be stored in an sealed aluminum coated bag together with silica gel.

#### 3) Water condensation

A drift in characteristics may occur if water condenses on the sensor's surface. If powered while condensation exists on the sensor's surface, sensor breakage may occur.

#### 4) Usage of low impedance measuring device

The sensor functions like a battery when power is applied on the built-in heater. Accordingly, errors due to drop of output voltage can be expected if output is measured by a meter with low impedance. A buffer circuit with an op-amp, of which the impedance should be greater than 100GΩ, is suggested for measuring output (EMF).

#### 5) Highly corrosive environment

High density exposure to corrosive materials such as H<sub>2</sub>S, SO<sub>x</sub>, Cl<sub>2</sub>, HCl, etc. for extended periods may cause corrosion or breakage of the lead wires or heater material.

#### 6) Contamination by alkaline metals

Sensor drift may occur when the sensor is contaminated by alkaline metals, especially Li.

#### 7) Contact with water

The sensor's characteristics may drift if the sensor gets wet. If powered while wet, sensor breakage may occur.

#### 8) Freezing

If water freezes on the sensing surface, the sensing material would crack, altering characteristics.

#### 9) Application of excessive voltage

If higher than specified voltage is applied to the sensor or the heater, lead wires and/or the heater may be damaged or sensor characteristics may drift, even if no physical damage or breakage occurs.

#### 10) Excessive exposure to organic solvents

If TGS4161 is exposed to high concentrations of organic solvents such as alcohol for a long period of time, the filter may become saturated. In this case, the sensor would show higher sensitivity to alcohol than that indicated in Figure 4.

### 4-2 Situations to be avoided whenever possible

#### 1) Vibration

Excessive vibration may cause the sensor or lead wires to resonate and break. Usage of compressed air drivers/ultrasonic welders on assembly lines may generate such vibration, so please check this matter.

#### 2) Shock

Breakage of lead wires may occur if the sensor is subjected to a strong shock.

#### 3) Soldering

The sensor should be mounted on a circuit board using manual soldering.



**TECHNICAL INFORMATION FOR TGS4161**

Figaro USA Inc. and the manufacturer, Figaro Engineering Inc. (together referred to as Figaro) reserve the right to make changes without notice to any products herein to improve reliability, functioning or design. Information contained in this document is believed to be reliable. However, Figaro does not assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit described herein; neither does it convey any license under its patent rights, nor the rights of others.

Figaro's products are not authorized for use as critical components in life support applications wherein a failure or malfunction of the products may result in injury or threat to life.

**FIGARO GROUP**

## HEAD OFFICE

**Figaro Engineering Inc.**

1-5-11 Senba-nishi  
Mino, Osaka 562-8505 JAPAN  
Tel.: (81) 72-728-2561  
Fax: (81) 72-728-0467  
www.figaro.co.jp  
email: figaro@figaro.co.jp

## OVERSEAS

**Figaro USA Inc.**

3703 West Lake Ave. Suite 203  
Glenview, IL 60026 USA  
Tel.: (1) 847-832-1701  
Fax.: (1) 847-832-1705  
email: figarousa@figarosensor.com

## ANEXO B. HOJA DE ESPECIFICACIONES DEL PT1000

### SPECIFICATIONS

Sensor type Unless stated all detectors are Pt100 to BS EN60751:1996, BS1904:1984, DIN 43760:1980 and IEC 751:1983  
 Ro 100 Ohms  
 Temperature range Wire wound: -200 to +800°C  
 Flat film: -50°C to maximum value shown below.

Resistance v temperature and tolerance for Pt100 thermometers to IEC 751

| Temperature Resistance |        |                       | Tolerance             |                       | Temperature Resistance |           |          | Tolerance             |                       |
|------------------------|--------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|------------------------|-----------|----------|-----------------------|-----------------------|
| (°C)                   | (Ω)    | Class A<br>(±°C) (±Ω) | Class B<br>(±°C) (±Ω) | Class A<br>(±°C) (±Ω) | Class B<br>(±°C) (±Ω)  | (°C)      | (Ω)      | Class A<br>(±°C) (±Ω) | Class B<br>(±°C) (±Ω) |
| -200                   | 18.52  | 0.55 0.24             | 1.3 0.56              | 500                   | 280.98                 | 1.15 0.38 | 2.8 0.93 |                       |                       |
| -100                   | 60.26  | 0.35 0.14             | 0.8 0.32              | 600                   | 313.71                 | 1.35 0.43 | 3.3 1.06 |                       |                       |
| 0                      | 100.00 | 0.15 0.06             | 0.3 0.12              | 650                   | 329.74                 | 1.45 0.46 | 3.6 1.13 |                       |                       |
| 100                    | 138.51 | 0.35 0.13             | 0.8 0.30              | 700                   | 345.28                 | -----     | 3.8 1.17 |                       |                       |
| 200                    | 175.86 | 0.55 0.20             | 1.3 0.48              | 800                   | 375.70                 | -----     | 4.3 1.28 |                       |                       |
| 300                    | 212.05 | 0.75 0.27             | 1.8 0.64              | 850                   | 390.48                 | -----     | 4.6 1.34 |                       |                       |
| 400                    | 247.09 | 0.95 0.33             | 2.3 0.79              |                       |                        |           |          |                       |                       |

#### Tolerances

Class B ±(0.3°C + 0.005t)  
 Class A ±(0.15°C + 0.002t)

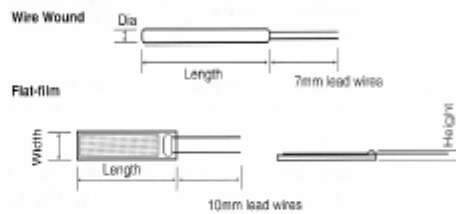
Where t is the measured temperature  
 1/3 Class B ±(0.1°C at 0°C)  
 1/5 Class B ±(0.06°C at 0°C)  
 1/10 Class B ±(0.03°C at 0°C)

Note: 1/3, 1/5 and 1/10 Class B  
 Tolerances apply at 0°C

Specifications may be subject to change

#### Dimensions

Individual dimensions are given in Order Codes & Dimensions below.



#### Order Codes and Dimensions

##### Wire Wound Detectors, Pt100

| Dimensions<br>Dia x length (mm) | Tolerance | Class | Specification<br>No. | Order Code |
|---------------------------------|-----------|-------|----------------------|------------|
| 2.8 x 25                        | B         |       | P100/2528 B          | DA-016     |
| 2.8 x 25                        | A         |       | P100/2528 A          | DA-017     |
| 2.8 x 25                        | 1/3       |       | P100/2528 1/3        | DA-018     |
| 2.8 x 25                        | 1/5       |       | P100/2528 1/5        | DA-019     |
| 2.8 x 25                        | 1/10      |       | P100/2528 1/10       | DA-020     |
| 1.5 x 25                        | B         |       | P100/2515 B          | DA-026     |
| 2.8 x 15                        | B         |       | P100/1528 B          | DA-041     |
| 2.8 x 15                        | A         |       | P100/1528 A          | DA-042     |
| 2.8 x 15                        | 1/3       |       | P100/1528 1/3        | DA-043     |
| 2.8 x 15                        | 1/5       |       | P100/1528 1/5        | DA-044     |
| 2.8 x 15                        | 1/10      |       | P100/1528 1/10       | DA-045     |
| 2.4 x 15                        | B         |       | P100/1524 B          | DA-046     |
| 1.6 x 15                        | B         |       | P100/1516 B          | DA-056     |
| 1.5 x 15                        | B         |       | P100/1515 B          | DA-051     |
| 1.5 x 15                        | A         |       | P100/1515 A          | DA-052     |
| 1.5 x 15                        | 1/3       |       | P100/1515 1/3        | DA-053     |
| 1.5 x 15                        | 1/5       |       | P100/1515 1/5        | DA-054     |
| 1.5 x 15                        | 1/10      |       | P100/1515 1/10       | DA-055     |
| 0.8 x 15                        | B         |       | P100/0815 B          | DA-081     |
| 0.8 x 15                        | A         |       | P100/0815 A          | DA-082     |
| 0.8 x 15                        | 1/3       |       | P100/0815 1/3        | DA-083     |
| 0.8 x 15                        | 1/5       |       | P100/0815 1/5        | DA-084     |

##### Flat-film detectors, Pt100 and Pt1000

| Sensor type | Dimensions<br>WxLxH (mm) | Tolerance | Class | Max<br>temperature (°C) | Order<br>Code |
|-------------|--------------------------|-----------|-------|-------------------------|---------------|
| Pt100Ω      | 2 x 5 x 1.1              | B         |       | 500                     | DM-503        |
| Pt100Ω      | 2 x 5 x 1.1              | A         |       | 400                     | DM-508        |
| Pt100Ω      | 1.7 x 5 x 1.1            | B         |       | 600                     | DM-385        |
| Pt100Ω      | 2 x 10 x 1.4             | B         |       | 600                     | DM-333        |
| Pt100Ω      | 2 x 10 x 1.4             | A         |       | 400                     | DM-334        |
| Pt1000Ω     | 2 x 10 x 1.1             | B         |       | 500                     | DM-507        |
| Pt1000Ω     | 2 x 10 x 1.4             | B         |       | 600                     | DM-367        |

Class A and B detectors are readily available from stock.

When ordering alternative tolerance devices please call to first to confirm availability.

For sizes and types not listed, contact sales office

Labfacility manufactures and stocks a wide range of RTD probes



#### LABFACILITY LIMITED

HEADQUARTERS:  
 LABFACILITY LTD, 8 Feltham Business Complex, Browns Lane, Feltham,  
 Middlesex TW13 7LW Tel:+44(0)208818188 Fax:+44(0)208818188

NORTHERN DIVISION:  
 LABFACILITY LTD, Unit 7 Abbey Way, North Aston Trading Estate, Dinnington,  
 Sheffield S11 7JL, UK. Tel:+44(0)1909 569446 Fax:+44(0)1909 550532

SOUTHERN and EXPORT DIVISION:  
 LABFACILITY LTD, Unit 7 Southern Cross Industrial Estate Skirpenny Road,  
 Bognor Regis, West Sussex PO22 9SD

# ANEXO C. Hoja de especificaciones del HS1101LF



## RELATIVE HUMIDITY SENSOR

### HS1101LF

Meets RoHS regulations

Based on a unique capacitive cell, these relative humidity sensors are designed for high volume, cost sensitive applications such as **office automation, automotive cabin air control, home appliances, and industrial process control systems**. They are also useful in all applications where humidity compensation is needed.

## MAIN FEATURES

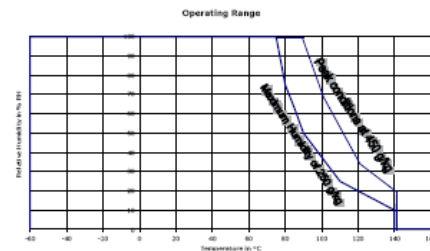
- Lead free components
- Full interchangeability with no calibration required in standard conditions
- Instantaneous desaturation after long periods in saturation phase
- Compatible with automatized assembly processes, including Pb free wave soldering and reflow processes (1)
- High reliability and long term stability
- Patented solid polymer structure
- Suitable for linear voltage or frequency output circuitry
- Fast response time and very low temperature coefficient
- Part may be washed with distilled water.
- Individual marking for compliance to stringent traceability requirements

(1) soldering temperature profiles available on request / contact us at [application@humirel.com](mailto:application@humirel.com)



## MAXIMUM RATINGS

| Ratings                  | Symbol | Value      | Unit |
|--------------------------|--------|------------|------|
| Operating Temperature    | Ta     | -60 to 140 | °C   |
| Storage Temperature      | Tstg   | -60 to 140 | °C   |
| Supply Voltage (Peak)    | Vs     | 10         | Vac  |
| Humidity Operating Range | RH     | 0 to 100   | % RH |



## CHARACTERISTICS

Humidity sensor (Ta = 25°C, measurement frequency @ 10kHz / 1V unless otherwise noted)

| Characteristics                                      | Symbol             | Min. | Typ.   | Max. | Unit.   |
|--|--------------------|------|--------|------|---------|
| Humidity measuring range                             | RH                 | 1    |        | 99   | %RH     |
| Supply voltage                                       | Vs                 |      |        | 10   | V       |
| Nominal capacitance @ 55% RH*                        | C                  | 177  | 180    | 183  | pF      |
| Temperature coefficient                              | Tcc                |      |        | 0.01 | pF/°C   |
| Averaged Sensitivity from 33% to 75% RH              | $\Delta C / \% RH$ |      | 0.31   |      | pF/% RH |
| Leakage current (Vcc = 5 Volts)                      | I                  |      |        | 1    | nA      |
| Recovery time after 150 hours of condensation        | tr                 |      | 10     |      | s       |
| Humidity Hysteresis                                  |                    |      |        | +/-1 | %RH     |
| Long term stability                                  | $\tau$             |      | +/-0.5 |      | %RH/yr  |
| Time constant (33 to 80 % RH, still air @ 63%)       | ta                 |      | 3      | 5    | s       |
| Deviation to typical response curve (10% to 90%) RH) |                    |      | +/-2   |      | %RH     |

\*tighter specification available on request



## TYPICAL RESPONSE: look-up table (Polynomial Reference curve)

Polynomial response of HS1101LF:

$$C \text{ (pF)} = C@55 \% * ( 3.903 \cdot 10^{-8} * RH^3 - 8.294 \cdot 10^{-6} * RH^2 + 2.188 \cdot 10^{-3} * RH + 0.898 )$$

Typical response look-up table (Polynomial Reference curve) "10KHz/1V"

|         |       |       |       |       |       |       |       |       |       |       |       |
|---------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| RH (%)  | 0     | 5     | 10    | 15    | 20    | 25    | 30    | 35    | 40    | 45    | 50    |
| Cp (pF) | 161.6 | 163.6 | 165.4 | 167.2 | 169.0 | 170.7 | 172.3 | 173.9 | 175.5 | 177.0 | 178.5 |
| RH (%)  | 55    | 60    | 65    | 70    | 75    | 80    | 85    | 90    | 95    | 100   |       |
| Cp (pF) | 180   | 181.4 | 182.9 | 184.3 | 185.7 | 187.2 | 188.6 | 190.1 | 191.6 | 193.1 |       |

Reversed Polynomial response of HS1101LF:

$$RH \text{ (%) } = -3.4656 \cdot 10^{+3} * X^3 + 1.0732 \cdot 10^{+4} * X^2 - 1.0457 \cdot 10^{+4} * X + 3.2459 \cdot 10^{+3}$$

With  $X = C(\text{read}) / C@55\%RH$

## MEASUREMENT FREQUENCY INFLUENCE

In this data sheet, all capacitance measurements are done @ 10 kHz /1Volt. However, the sensor can operate without restriction from 5 kHz to 300 kHz.

## POLARIZATION

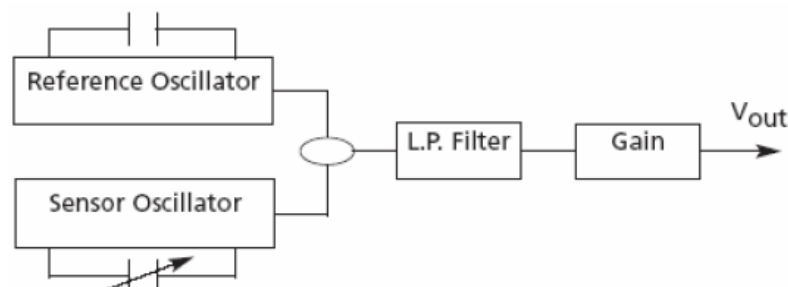
In order to get a better reproducibility during measurements, always connect the case of the header (pin 2) to the ground of the circuit. The case of the header is located on the opposite side of the tab.

## SOLDERING INSTRUCTIONS

We recommend taking specific attention to soldering conditions to get the best performance of Humirel sensors. See Application Note. To get it, please contact: [application@humirel.com](mailto:application@humirel.com).

## PROPORTIONAL VOLTAGE OUTPUT CIRCUIT

Block diagram



# ANEXO D. DATOS MÁS RELEVANTES DEL DATASHEET DEL AD8607



Precision Micropower, Low Noise CMOS  
Rail-to-Rail Input/Output Operational Amplifiers

## AD8603/AD8607/AD8609

### FEATURES

Low offset voltage: 50  $\mu$ V max  
Low input bias current: 1 pA max  
Single-supply operation: 1.8 V to 5 V  
Low noise: 22 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$   
Micropower: 50  $\mu$ A max  
Low distortion  
No phase reversal  
Unity gain stable

### APPLICATIONS

Battery-powered instrumentation  
Multipole filters  
Sensors  
Low power ASIC input or output amplifiers

### GENERAL DESCRIPTION

The AD8603/AD8607/AD8609 are single/dual/quad micro-power rail-to-rail input and output amplifiers, respectively, that feature very low offset voltage as well as low input voltage and current noise.

These amplifiers use a patented trimming technique that achieves superior precision without laser trimming. The parts are fully specified to operate from 1.8 V to 5.0 V single supply or from  $\pm 0.9$  V to  $\pm 2.5$  V dual supply. The combination of low offsets, low noise, very low input bias currents, and low power consumption make the AD8603/AD8607/AD8609 especially useful in portable and loop-powered instrumentation.

The ability to swing rail-to-rail at both the input and output enables designers to buffer CMOS ADCs, DACs, ASICs, and other wide output swing devices in low power, single-supply systems.

The AD8603 is available in a tiny 5-lead TSOT-23 package. The AD8607 is available in 8-lead MSOP and 8-lead SOIC packages. The AD8609 is available in 14-lead TSSOP and 14-lead SOIC packages.

### PIN CONFIGURATIONS

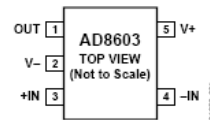


Figure 1. 5-Lead TSOT-23 (UJ Suffix)



Figure 2. 8-Lead MSOP (RM Suffix)



Figure 3. 8-Lead SOIC\_N (R Suffix)

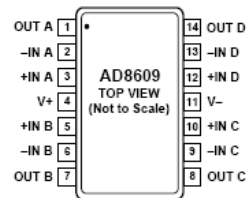


Figure 4. 14-Lead TSSOP (RU Suffix)

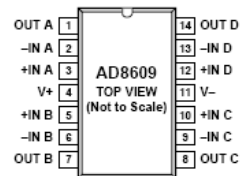


Figure 5. 14-Lead SOIC\_N (R Suffix)

### Rev. B

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.  
Tel: 781.329.4700 [www.analog.com](http://www.analog.com)  
Fax: 781.461.3113 © 2005 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

## AD8603/AD8607/AD8609

## SPECIFICATIONS

Electrical Characteristics @  $V_S = 5\text{ V}$ ,  $V_{CM} = V_S/2$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ , unless otherwise noted.

Table 1.

| Parameter                     | Symbol                   | Conditions   | Min                         | Typ                    | Max             | Unit   |
|-------------------------------|--------------------------|--|-----------------------------|------------------------|-----------------|--|
| <b>INPUT CHARACTERISTICS</b>  |                          |  |                             |                        |                 |  |
| Offset Voltage                | $V_{OS}$                 | $V_S = 3.3\text{ V}$ @ $V_{CM} = 0.5\text{ V}$ and $2.8\text{ V}$<br>$-0.3\text{ V} < V_{CM} < +5.2\text{ V}$<br>$-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$ , $-0.3\text{ V} < V_{CM} < +5.2\text{ V}$<br>$-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$ | 12<br>40                    | 50<br>300              |                 | $\mu\text{V}$<br>$\mu\text{V}$<br>$\mu\text{V}$              |
| Offset Voltage Drift          | $\Delta V_{OS}/\Delta T$ | $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$   | 1                           | 4.5                    |                 | $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$                                 |
| Input Bias Current            | $I_B$                    | $-40^\circ\text{C} < T_A < +85^\circ\text{C}$<br>$-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$  | 0.2                         | 1<br>50                |                 | $\text{pA}$<br>$\text{pA}$                                   |
| Input Offset Current          | $I_{OS}$                 | $-40^\circ\text{C} < T_A < +85^\circ\text{C}$<br>$-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$  | 0.1                         | 0.5<br>50<br>250       |                 | $\text{pA}$<br>$\text{pA}$<br>$\text{pA}$                    |
| Input Voltage Range           | IVR                      |  | -0.3                        |                        | +5.2            | V  |
| Common-Mode Rejection Ratio   | CMRR                     | $0\text{ V} < V_{CM} < 5\text{ V}$<br>$-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$   | 85<br>80                    | 100                    |                 | $\text{dB}$<br>$\text{dB}$                                   |
| Large Signal Voltage Gain     | $A_{VO}$                 | $R_L = 10\text{ k}\Omega$ , $0.5\text{ V} < V_O < 4.5\text{ V}$  | 400<br>250                  | 1000<br>450            |                 | $\text{V}/\text{mV}$<br>$\text{V}/\text{mV}$                 |
| AD8603                        |                          |  |                             |                        |                 | $\text{pF}$  |
| AD8607/AD8609                 | $C_{DIFF}$               |  |                             | 1.9                    |                 | $\text{pF}$  |
| Input Capacitance             | $C_{CM}$                 |  |                             | 2.5                    |                 | $\text{pF}$  |
| <b>OUTPUT CHARACTERISTICS</b> |                          |  |                             |                        |                 |  |
| Output Voltage High           | $V_{OH}$                 | $I_L = 1\text{ mA}$<br>$-40^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$<br>$I_L = 10\text{ mA}$<br>$-40^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$  | 4.95<br>4.9<br>4.65<br>4.50 | 4.97                   |                 | V<br>V<br>V<br>V   |
| Output Voltage Low            | $V_{OL}$                 | $I_L = 1\text{ mA}$<br>$-40^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$<br>$I_L = 10\text{ mA}$<br>$-40^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$  |                             | 16<br>50<br>160<br>330 | 30<br>50<br>250 | $\text{mV}$<br>$\text{mV}$<br>$\text{mV}$<br>$\text{mV}$     |
| Output Current                | $I_{OUT}$                | $f = 10\text{ kHz}$ , $A_V = 1$  |                             | $\pm 80$               |                 | $\text{mA}$  |
| Closed-Loop Output Impedance  | $Z_{OUT}$                |  | 36                          |                        |                 | $\Omega$   |
| <b>POWER SUPPLY</b>           |                          |  |                             |                        |                 |  |
| Power Supply Rejection Ratio  | PSRR                     | $1.8\text{ V} < V_S < 5\text{ V}$  | 80                          | 100                    |                 | $\text{dB}$  |
| Supply Current/Amplifier      | $I_{SY}$                 | $V_O = 0\text{ V}$<br>$-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$   |                             | 40<br>60               | 50              | $\mu\text{A}$<br>$\mu\text{A}$                               |
| <b>DYNAMIC PERFORMANCE</b>    |                          |  |                             |                        |                 |  |
| Slew Rate                     | SR                       | $R_L = 10\text{ k}\Omega$  |                             | 0.1                    |                 | $\text{V}/\mu\text{s}$                                       |
| Settling Time 0.1%            | $t_s$                    | $G = \pm 1$ , $2\text{ V}$ Step  |                             | 23                     |                 | $\mu\text{s}$  |
| Gain Bandwidth Product        | GBP                      | $R_L = 100\text{ k}\Omega$<br>$R_L = 10\text{ k}\Omega$  |                             | 400<br>316             |                 | $\text{kHz}$<br>$\text{kHz}$                                 |
| Phase Margin                  | $\phi_O$                 | $R_L = 10\text{ k}\Omega$ , $R_L = 100\text{ k}\Omega$   |                             | 70                     |                 | Degrees  |
| <b>NOISE PERFORMANCE</b>      |                          |  |                             |                        |                 |  |
| Peak-to-Peak Noise            | $e_{n,pp}$               | 0.1 Hz to 10 Hz  |                             | 2.3                    | 3.5             | $\mu\text{V}$  |
| Voltage Noise Density         | $e_n$                    | $f = 1\text{ kHz}$<br>$f = 10\text{ kHz}$  |                             | 25<br>22               |                 | $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$<br>$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ |
| Current Noise Density         | $i_n$                    | $f = 1\text{ kHz}$   |                             | 0.05                   |                 | $\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$                                 |
| Channel Separation            | $C_S$                    | $f = 10\text{ kHz}$<br>$f = 100\text{ kHz}$  |                             | -115<br>-110           |                 | $\text{dB}$<br>$\text{dB}$                                   |

# ANEXO E. DATOS MÁS RELEVANTES DEL DATASHEET DEL MAX683

19-0177; Rev 1; 8/98

## 3.3V-Input to Regulated 5V-Output Charge Pumps

### General Description

The MAX682/MAX683/MAX684 charge-pump regulators generate 5V from a 2.7V to 5.5V input. They are specifically designed to serve as high-efficiency auxiliary supplies in applications that demand a compact design. The MAX682, MAX683, and MAX684 deliver 250mA, 100mA, and 50mA output current, respectively.

These complete 5V regulators require only one resistor and three external capacitors—no inductors are needed. High switching frequencies (externally adjustable up to 2MHz) and a unique regulation scheme allow the use of capacitors as small as 1 $\mu$ F per 100mA of output current. The MAX683/MAX684 are offered in a space-saving 8-pin  $\mu$ MAX package that is only 1.1mm high, while the MAX682 is available in an 8-pin SO.

### Features

- ♦ Ultra-Small: 1 $\mu$ F Capacitors per 100mA of Output Current
- ♦ No Inductors Required
- ♦ 1.1mm Height in  $\mu$ MAX Package (MAX683/MAX684)
- ♦ Up to 250mA Output Current (MAX682)
- ♦ Regulated  $\pm$ 4% Output Voltage
- ♦ 50kHz to 2MHz Adjustable Switching Frequency
- ♦ 2.7V to 5.5V Input Voltage
- ♦ 100 $\mu$ A Quiescent Current in Pulse-Skipping Mode
- ♦ 0.1 $\mu$ A Shutdown Current

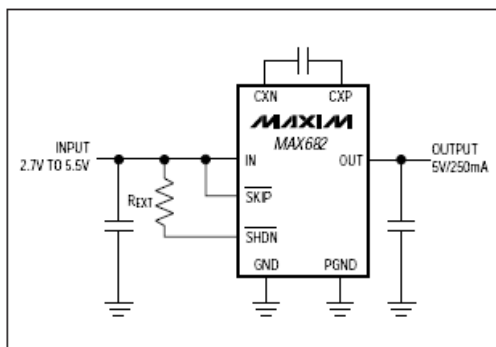
### Applications

Flash Memory Supplies  
 Battery-Powered Applications  
 Miniature Equipment  
 PCMCIA Cards  
 3.3V to 5V Local Conversion Applications  
 Backup-Battery Boost Converters  
 3V to 5V GSM SIMM Cards

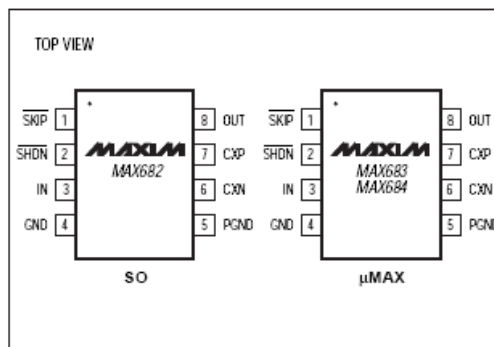
### Ordering Information

| PART      | TEMP. RANGE    | PIN-PACKAGE |
|-----------|----------------|-------------|
| MAX682ESA | -40°C to +85°C | 8 SO        |
| MAX683EUA | -40°C to +85°C | 8 $\mu$ MAX |
| MAX684EUA | -40°C to +85°C | 8 $\mu$ MAX |

### Typical Operating Circuit



### Pin Configurations


**MAX682/MAX683/MAX684**

Maxim Integrated Products 1

For free samples & the latest literature: <http://www.maxim-ic.com>, or phone 1-800-998-8800.  
 For small orders, phone 408-737-7600 ext. 3468.

## 3.3V-Input to Regulated 5V-Output Charge Pumps

### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

|  |                                    |   |                 |
|--|------------------------------------|---|-----------------|
| IN, OUT, $\overline{\text{SHDN}}$ , $\overline{\text{SKIP}}$ to GND..... | -0.3V to +6V                       | Continuous Power Dissipation (T <sub>A</sub> = +70°C) |                 |
| PGND to GND.....   | ±0.3V                              | 8-Pin SO (derate 5.9mW/°C above +70°C).....           | 471mW           |
| CXN to GND.....  | -0.3V to (V <sub>IN</sub> + 0.3V)  | 8-Pin $\mu$ MAX (derate 4.1mW/°C above +70°C).....    | 330mW           |
| CXP to GND.....  | -0.3V to (V <sub>OUT</sub> + 0.3V) | Operating Temperature Range                           |                 |
| Continuous Output Current  |                                    | MAX68_E_A.....  | -40°C to +85°C  |
| MAX682.....  | 300mA                              | Junction Temperature.....                             | +150°C          |
| MAX683.....  | 150mA                              | Storage Temperature Range.....                        | -65°C to +160°C |
| MAX684.....  | 75mA                               | Lead Temperature (soldering, 10sec).....              | +300°C          |
| Output Short-Circuit Duration.....                                       | 5sec                               |   |                 |

Stresses beyond those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(V<sub>IN</sub> = 3V, V<sub>SKIP</sub> = 0V, C<sub>IN</sub> = 1 $\mu$ F, C<sub>X</sub> = 0.47 $\mu$ F, C<sub>OUT</sub> = 2 $\mu$ F, I<sub>SHDN</sub> = 22 $\mu$ A; I<sub>MAX</sub> = 250mA for MAX682, I<sub>MAX</sub> = 100mA for MAX683, I<sub>MAX</sub> = 50mA for MAX684; T<sub>A</sub> = T<sub>MIN</sub> to T<sub>MAX</sub>, unless otherwise noted. Typical values are at T<sub>A</sub> = +25°C.) (Note 1)

| PARAMETER                                    | SYMBOL                                      | CONDITIONS  | MIN                            | TYP  | MAX  | UNITS |         |
|--|---|---|--------------------------------|------|------|-------|---------|
| Input Voltage Range                          | V <sub>IN</sub>                             | Regulation with V <sub>IN</sub> > 3.6V requires $\overline{\text{SKIP}}$ = high   | 2.7                            |      | 5.5  | V     |         |
| Input Undervoltage Lockout Threshold         |   |   | 2.0                            | 2.35 | 2.6  | V     |         |
| Input Undervoltage Lockout Hysteresis        |   |   |                                | 100  |      | mV    |         |
| Output Voltage                               | V <sub>OUT</sub>                            | 0 < I <sub>LOAD</sub> $\leq$ I <sub>MAX</sub> ;<br>3.0V $\leq$ IN $\leq$ 3.6V for $\overline{\text{SKIP}}$ = 0,<br>3.0V $\leq$ IN $\leq$ 5.5V for $\overline{\text{SKIP}}$ = IN | 4.80                           | 5.05 | 5.20 | V     |         |
| Maximum Output Current                       | I <sub>MAX</sub>                            | MAX682  |                                |      | 250  | mA    |         |
|  |   | MAX683  |                                |      | 100  |       |         |
|  |   | MAX684  |                                |      | 50   |       |         |
| No-Load Input Current                        | I <sub>Q</sub>                              | $\overline{\text{SKIP}}$ = 0, V <sub>IN</sub> = 3.6V  |                                |      | 0.1  | mA    |         |
|  |   | $\overline{\text{SKIP}}$ = V <sub>IN</sub> = 3.6V   | MAX682                         |      |      |       | 7.5     |
|  |   |   | MAX683                         |      |      |       | 2.5     |
|  |   |   | MAX684                         |      |      |       | 1.7     |
| Load Regulation                              | $\Delta$ V <sub>LDR</sub>                   | $\overline{\text{SKIP}}$ = high, 0 $\leq$ I <sub>LOAD</sub> $\leq$ I <sub>MAX</sub>   |                                |      | -3   | %     |         |
| $\overline{\text{SHDN}}$ Logic Low Input     | V <sub>INL</sub> , $\overline{\text{SHDN}}$ |   |                                |      | 0.35 | V     |         |
| $\overline{\text{SHDN}}$ On Bias Voltage     | V <sub>ON</sub> , $\overline{\text{SHDN}}$  | T <sub>A</sub> = +25°C  | 630                            | 690  | 750  | mV    |         |
| $\overline{\text{SHDN}}$ Input Current Range | I <sub>SHDN</sub>                           | (Note 2)  |                                |      | 1    | 50    | $\mu$ A |
| Switching Frequency (Note 2)                 |   | I <sub>SHDN</sub> = 22 $\mu$ A  | 0°C < T <sub>A</sub> < +85°C   | 850  | 1000 | 1200  | kHz     |
|  |   |   | -40°C < T <sub>A</sub> < +85°C | 750  | 1000 | 1300  |         |
|  |   | I <sub>SHDN</sub> = 4.4 $\mu$ A   | 0°C < T <sub>A</sub> < +85°C   | 160  | 200  | 250   |         |
|  |   |   | -40°C < T <sub>A</sub> < +85°C | 150  | 200  | 270   |         |
| Shutdown Supply Current                      | I <sub>Q</sub> , $\overline{\text{SHDN}}$   | $\overline{\text{SHDN}}$ = 0, V <sub>IN</sub> = 5.5V, V <sub>OUT</sub> = 0  |                                |      | 0.1  | 5     | $\mu$ A |
| Shutdown Exit Time                           | t <sub>START</sub>                          | R <sub>L</sub> = 5V/I <sub>MAX</sub>  |                                |      | 50   |       | $\mu$ s |



## ANEXO F. ENCAPSULADO Y MECANIZADO

Se ha realizado una búsqueda de la caja para el dispositivo. Las consideraciones que se han tenido en cuenta han sido que sea del tipo *solar radiation shelter*, que están preparadas para el intemperie, dejan pasar el aire y protegen al dispositivo de la radiación solar. El problema que nos hemos encontrado con este tipo de cajas ha sido que muchas de ellas están preparadas para sensores que tienen un tamaño muy reducido. Luego de una búsqueda muy detallada se encontró una de la marca HOBO modelo RS1 que es un accesorio para *datalogger* de la serie H08 y que tiene unas dimensiones internas muy similares a las que necesitamos para nuestro prototipo. Las principales características son:

- Construcción multi-panel para un flujo de aire máximo.
- La abrazadera permite montar el conjunto sobre una superficie vertical o a un poste de 25 mm a 31 mm de diámetro exterior
- Dimensiones: 152 mm x 213 mm x 188 mm
- Incluye todas las piezas y tornillería para su montaje

El dispositivo se ha ubicado en el balcón de la sala de reuniones de la primera planta del edificio del CTTC en el Campus universitario de la UPC del Baix de Llobregat. En la figura F.1 se muestra una foto del mecanizado del dispositivo en su ubicación definitiva.



**Figura F.1** Montaje del dispositivo en el sitio definitivo

## ANEXO G. REGISTROS PROGRAMADOS EN EL MÓDULO ZigBee ETRX2

Los registros que se han configurado en el nodo sensor corresponden a los SED. Los registros del nodo receptor que se ha utilizado durante el desarrollo del proyecto son los COO.

| COO          | COO         | SED            | SED            |
|--------------|-------------|----------------|----------------|
| S00:FFFF     | S1A:0013    | S00:FFFF       | S1A:0013       |
| S01:FFFF     | S1B:00F4    | S01:FFFF       | S1B:00F0       |
| S02:3        | S1C:0014    | S02:0          | S1C:0014       |
| S03:<hidden> | S1D:00F0    | S03:<hidden>   | S1D:00F0       |
| S04:ETRX2    | S1E:0016    | S04:NoName     | S1E:0016       |
| S05:0000     | S1F:0000    | S05:0000       | S1F:0000       |
| S06:0102     | S20:0000    | S06:0202       | S20:0000       |
| S07:0000     | S21:0000    | S07:0000       | S21:0000       |
| S08:0000     | S22:0000    | S08:0000       | S22:0000       |
| S09:<hidden> | S23:0000    | S09:<hidden>   | S23:0000       |
| S0A:209X     | S24:0000    | S0A:207        | S24:0000       |
| S0B:0300     | S25:0000    | S0B:0300       | S25:0000       |
| S0C:0000     | S26:0000    | S0C:<reserved> | S26:0000       |
| S0D:00F8     | S27:0000    | S0D:0000       | S27:0000       |
| S0E:00F8     | S28:0000    | S0E:FFFC       | S28:0000       |
| S0F:00F0     | S29:00      | S0F:00F0       | S29:00         |
| S10:00F0     | S2A:00      | S10:00F0       | S2A:00         |
| S11:0FF7     | S2B:BUTTON3 | S11:0FF7       | S2B:BUTTON3    |
| S12:0143     | S2C:BUTTON4 | S12:474D       | S2C:BUTTON4    |
| S13:0418     | S2D:<n/a>   | S13:E71A       | S2D:<reserved> |
| S14:FFFF     | S2E:0005    | S14:<reserved> | S2E:000A       |
| S15:0001     | S2F:3A98    | S15:0004       | S2F:FFFF       |
| S16:0001     | S30:3A98    | S16:0001       | S30:0000       |
| S17:0004     | S31:1D4C    | S17:0004       | S31:0000       |
| S18:0011     | S32:1D4C    | S18:0011       | S32:0000       |
| S19:00F0     | S33:3248    | S19:00F0       | S33:3370       |

## ANEXO H. RECOMENDACIONES DEL SMC (Servei Meteorològic de Catalunya)

### RECOMANACIONS DEL SMC PER A LA INSTAL·LACIÓ D'UNA EMA

#### 1. Característiques tècniques dels sensors

##### 1.1 Sensor de Temperatura de l'aire

Unitat de mesura: grau Celsius ( °C )

Característiques del sensor

- Rang d'operació: -40 a +55 °C

Sistema de mesura i sensor

- Tecnologia: Resistència de platí normalitzada
- Resolució: 0.1 °C
- Exactitud:  $\pm 0.2$  °C

Segons l'OMM el rang d'operació hauria de ser de -60 a + 60 °C i l'exactitud de  $\pm 0.1$  °C.

El SMC ha restringit el rang i ha augmentat la tolerància amb l'exactitud perquè amb les tecnologies actuals és fa difícil aconseguir una exactitud de  $\pm 0.1$  °C en tot el rang d'operació que estableix l'OMM.

##### 1.2 Sensor d'Humitat Relativa de l'aire

Unitat de mesura: en percentatge (%)

Característiques del sensor

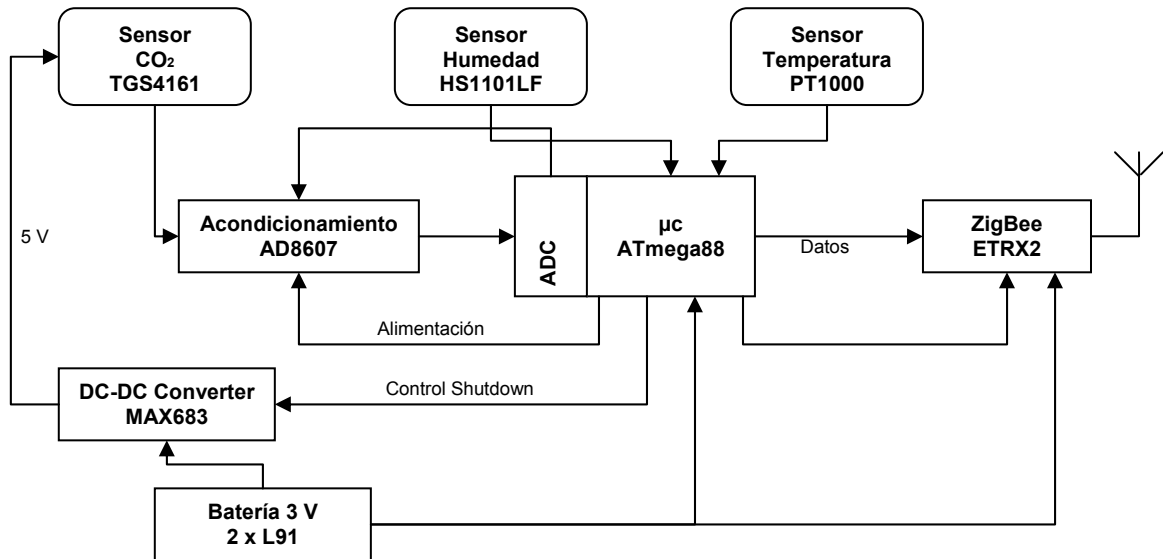
- Rang d'operació: 5 a 100%

Sistema de mesura i sensor

- Tecnologia: sensor capacitiu
- Resolució: 1%
- Exactitud:  $\pm 3\%$

## ANEXO I. Sistema completo

En la figura I.1 se muestra el diagrama de bloques del sistema completo en donde se detallan los componentes más relevantes que lo conforman.



**Fig. I.1** Diagrama de bloques del sistema nodo autónomo

En la figura I.2 se presenta el esquema del circuito completo, en donde se ha incluido el regulador LF30CV (U4) y sus componentes asociados. Este regulador se ha utilizado en el prototipo para poder alimentar desde una fuente de alimentación externa y obtener los 3 V necesarios para realizar diferentes medidas sin la necesidad de pilas. También se ha incluido un conector de salida serie por si se quiere conectar algún dispositivo serie para descargar los datos (CN2). El switch S1 sirve para apagar el sistema y seleccionar la tensión de alimentación externa.

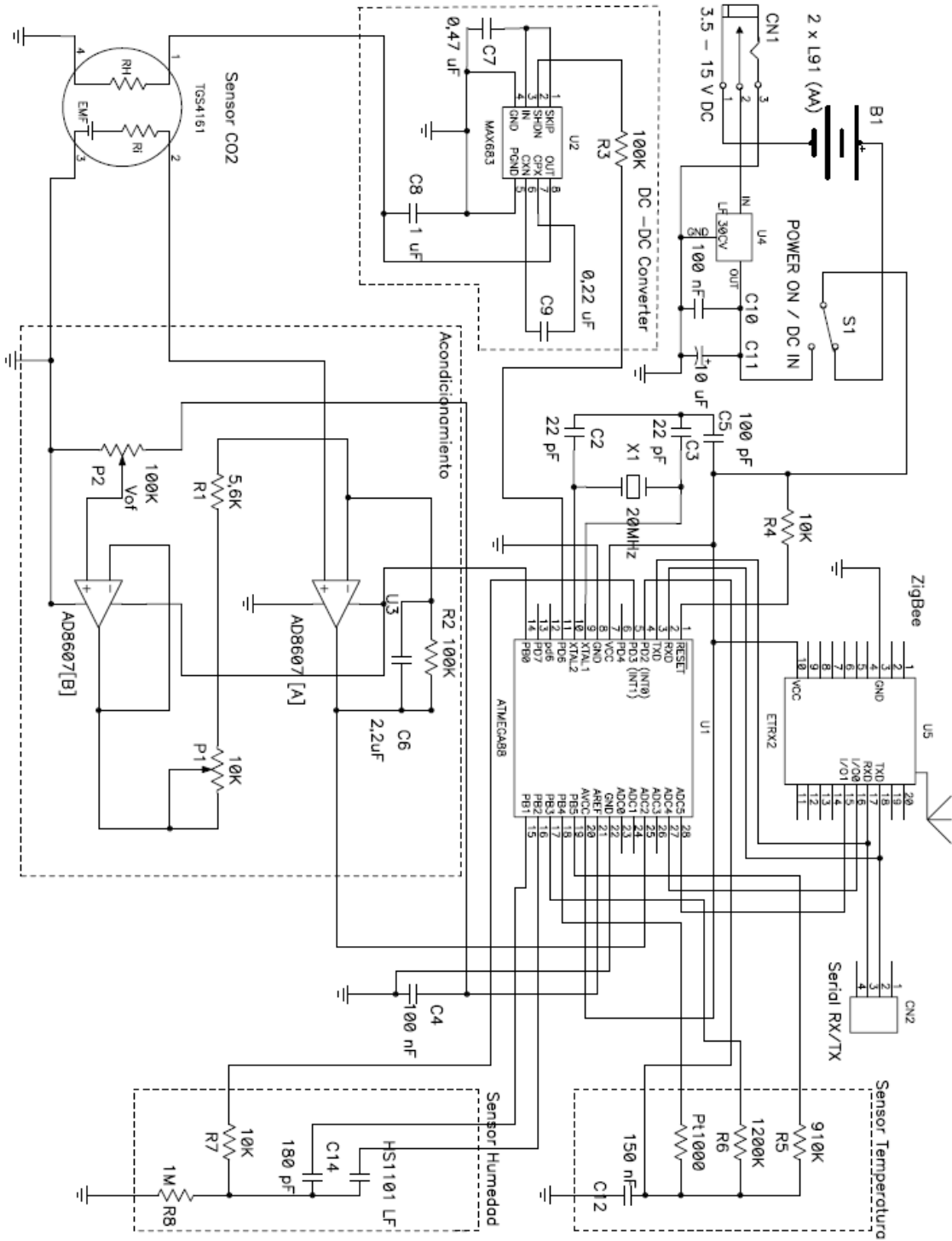


Fig. I.2 Circuito completo del nodo sensor

## ANEXO J. Montaje del circuito

En la figura J.1 se muestra una fotografía de cómo ha quedado el montaje del sistema. Se ha montado en una placa de topes de 100 x 60 mm. Los componentes activos seleccionados excepto el  $\mu\text{C}$  son del tipo SMD para que en un futuro se puedan reducir las dimensiones al mínimo posible, dado que este microcontrolador también se fabrica en encapsulado SMD. El circuito de acondicionamiento para la medida de CO<sub>2</sub> está dentro del blindaje metálico para reducir interferencias. En su interior tiene el amplificador operacional, el sensor de CO<sub>2</sub> y los dos potenciómetros para los ajustes. Las baterías están en la parte posterior de la placa.

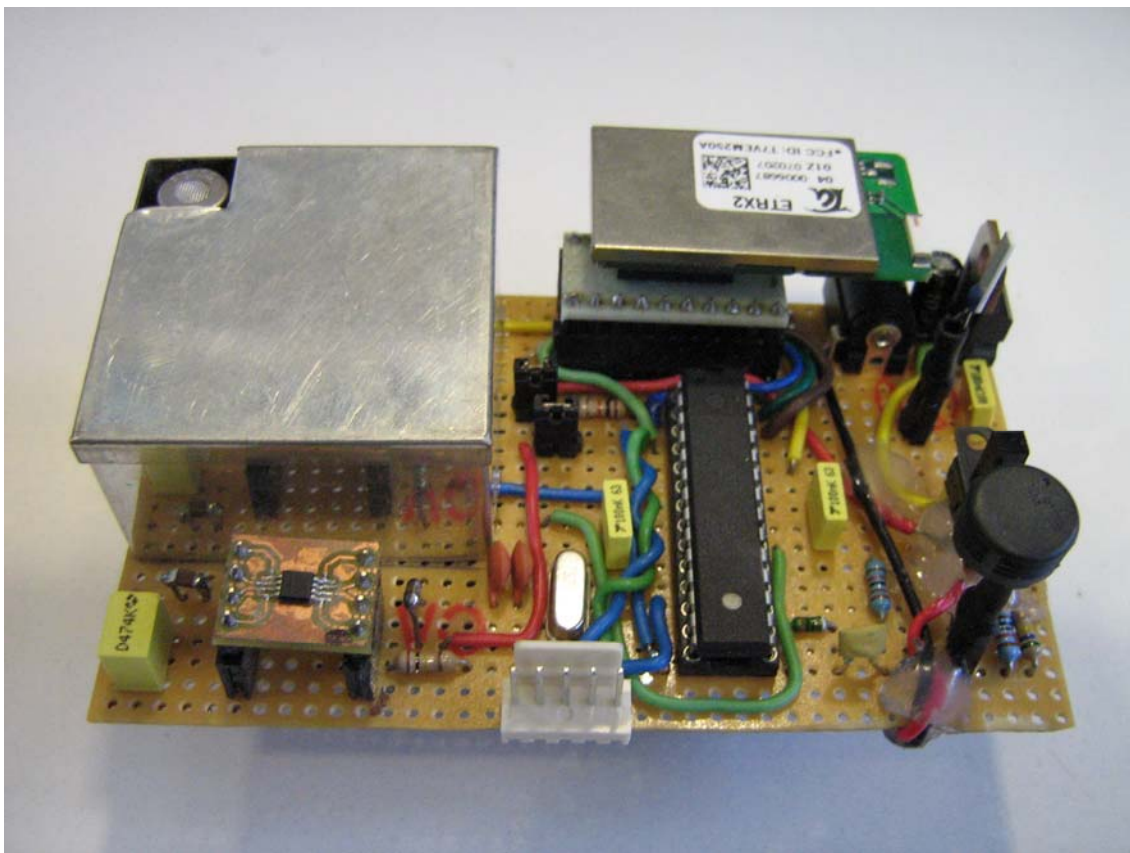


Fig. J.1 Montaje final del circuito

## ANEXO K. COSTE FINAL DEL NODO SENSOR

En la tabla K.1 se realiza el cálculo del coste final del nodo sensor. Se ha tenido en consideración el detalle de los elementos más significativos en cuanto al coste se refiere. Los componentes de bajo coste como los condensadores, resistencias, el cristal, los zócalos, la placa de circuito impreso, etc., se han contabilizado en componentes varios.

Cabe destacar que el precio del encapsulado equivale a prácticamente la mitad del precio total. El precio de este elemento se puede reducir considerablemente si se compra en grandes cantidades o en distribuidores de su país de origen, EEUU. Se ha comprado a este precio al distribuidor de España por una cuestión de rápida disponibilidad.

**Tabla K.1** Coste total del nodo sensor

| Dispositivo                        | Descripción   | Fabricante        | Precio       |
|------------------------------------|---|-------------------|--------------|
| 1- ATmega88                        | Microcontrolador                                    | Atmel             | 3,95 €       |
| 1- TGS4161                         | Sensor de CO <sub>2</sub>                           | Figaro            | 30 €         |
| 1- HS1101 LF                       | Sensor humedad                                      | Humirel           | 12 €         |
| 1- PT1000<br>clase A               | Sensor de<br>temperatura                            | Labfacility       | 8,21 €       |
| 1- AD8607                          | Amplificador<br>operacional                         | Analog<br>Devices | 1,49 €       |
| 1- MAX683                          | Convertidor<br>DC - DC                              | Maxim             | 1,30 €       |
| 1- ETRX2                           | Módulo ZigBee                                       | Telegesis         | 31,18 €      |
| 1- RS1                             | <i>Solar radiation<br/>shelter</i><br>(encapsulado) | Hobo              | 95 €         |
| Componentes<br>varios              | -----   | -----             | 7 €          |
| <b>Coste total del nodo sensor</b> |   |                   | <b>190 €</b> |