



Escola Tècnica Superior d'Enginyeria
de Telecomunicació de Barcelona

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA
BARCELONATECH

Diseño de la electrónica de control para un anemómetro 3D indicado para aplicaciones de baja presión

A Degree Thesis
Submitted to the Faculty of
Escola Tècnica Superior d'Enginyeria de Telecomunicació
de Barcelona
Universitat Politècnica de Catalunya
by:
Joaquim Pla Parra

In partial fulfillment
of the requirements for the degree in
TELECOMMUNICATION SYSTEMS ENGINEERING

Advisor: Manuel Domínguez-Pumar

Barcelona, January 2017

Abstract

This project is based on the realization of an electronic control system for a spherical wind sensor for low pressure applications on Earth.

The design was made following the line of thought used in the realization of the wind sensor present at the REMS station, which was developed at the UPC and currently operates on the planet Mars as part of the instrumental of the Curiosity rover.

From its conception, the project has intended to assess if the implementation of the system is possible based on a simple hypothetical electronic model for its final attempt with the spherical model of the Mars project.

In this way, the work focuses on giving detailed information about the control electronics for this sensor from its conception to the final performance tests.

Resum

Aquest treball es basa en la realització d'un sistema de control electrònic per a un sensor de vent esfèric per aplicacions terrestres de baixa pressió.

El disseny s'ha confeccionat seguint la línia de pensament emprada en la realització del sensor de vent present a l'estació REMS, el qual va ser desenvolupat a la UPC i que actualment opera al planeta Mart com a part de l'instrumental de l'astromòbil Curiosity.

Des de la concepció, el projecte s'ha basat en veure si era possible la implementació del sistema partint d'un model electrònic hipotètic simple per a la seva temptativa final amb el model esfèric del projecte de Mart.

D'aquesta manera, el treball s'enfoca en donar una informació detallada de l'electrònica de control per a aquest sensor des de la seva concepció fins a les proves de rendiment finals.

Resumen

Este trabajo se basa en la realización de un sistema de control electrónico para un sensor de viento esférico para aplicaciones terrestres de baja presión.

El diseño se ha confeccionado siguiendo la línea de pensamiento empleada en la realización del sensor de viento presente en la estación REMS, el cual fue desarrollado en la UPC y que actualmente opera en el planeta Marte como parte del rover Curiosity.

Des de su concepción, el proyecto se ha basado en ver si era posible la implementación del sistema partiendo de un modelo electrónico hipotético simple para su tentativa final con el modelo esférico del proyecto de Marte.

De esta manera, el trabajo se enfoca en dar una información detallada de la electrónica de control para este sensor des de su concepción hasta las pruebas de rendimiento finales.

*When you make the finding yourself – even if you're the last person on Earth to
see the light – you'll never forget it.*

Carl Sagan

Reconocimientos

La asistencia del supervisor de este proyecto ha sido primordial para su desarrollo, es por ello que me gustaría mostrar mi gratitud a Manuel Domínguez. También merece especial mención Lukasz Kowalski ya que sus consejos y asistencia en el laboratorio han sido de enorme valor.

Por otra parte, me gustaría expresar mi agradecimiento a mi pareja y familia por darme su apoyo incondicional durante el transcurso del proyecto.

Índice general

| | |
|---|----------|
| Índice de tablas | v |
| Índice de figuras | vii |
| 1. Introducción: | 1 |
| 1.1. Objetivos y Métodos | 2 |
| 1.2. Requerimientos y especificaciones | 3 |
| 1.2.1. Requerimientos | 3 |
| 1.2.2. Especificaciones | 3 |
| 1.3. Plan de trabajo | 4 |
| 1.3.1. Diagrama de Gantt | 5 |
| 1.4. Estructura de la tesis | 5 |
| 2. Revisión Literaria | 7 |
| 2.1. Fundamentos para la medición del viento | 7 |
| 2.1.1. Caracterización del viento según la transferencia de calor . | 7 |
| 2.1.2. Anemometría térmica | 9 |
| 2.2. Sensor esférico utilizado | 10 |

| | |
|---|-----------|
| 2.2.1. Modo de operación del sensor | 10 |
| 2.2.2. Descripción del prototipo | 10 |
| 2.3. Microcontrolador y bloques funcionales | 12 |
| 2.3.1. Definición de Microcontrolador | 12 |
| 2.3.2. Arquitectura de reloj | 13 |
| 2.3.3. Conversor analógico a digital | 13 |
| 2.3.4. Modulación por ancho de pulsos (PWM) | 15 |
| 2.3.5. Transmisor/receptor asíncrono universal (UART) | 16 |
| 3. Desarrollo del proyecto | 17 |
| 3.1. Diseño circuital propuesto | 17 |
| 3.2. Elección de componentes | 19 |
| 3.3. Microcontrolador ADuCM360 y su programación | 21 |
| 3.3.1. Conversor analógico a digital | 22 |
| 3.3.2. Modulación por ancho de pulsos | 24 |
| 3.3.3. Transmisor/receptor asíncrono universal | 29 |
| 3.3.4. Pruebas con el sensor esférico | 29 |
| 4. Resultados | 33 |
| 5. Presupuesto | 39 |
| 6. Conclusiones y perspectiva de futuro | 41 |
| 6.1. Conclusiones sobre la tesis | 41 |
| 6.2. Perspectiva de futuro | 42 |

ÍNDICE GENERAL

| | |
|---|-----------|
| Apéndices | 43 |
| A. Documentación del sensor esférico 3D de cuatro sectores | 45 |
| B. Datasheet del búfer 74ABT244 | 57 |
| C. Datasheet microcontrolador ADuCM360 | 63 |
| D. Resolución del convertidor ADC según resistor R0 | 71 |
| E. Registros del convertidor ADC del componente ADuCM360 | 73 |
| F. Registros del bloque PWM componente ADuCM360 | 81 |
| Bibliografía | 85 |
| Glosario | 86 |

Índice de tablas

| | |
|---|----|
| 2.1. Características principales de los diferentes tipos de ADC | 14 |
| 3.1. Tabla de funciones de entrada y salida del búfer 74ABT244 | 20 |
| 5.1. Presupuesto destinado a los componentes | 39 |
| 5.2. Presupuesto destinado a costes laborales | 39 |
| 5.3. Presupuesto destinado a los componentes en sistemas anteriores . | 40 |

Índice de figuras

| | |
|--|----|
| 1.1. Fotografía del prototipo esférico tetraédrico [1] | 2 |
| 1.2. Estructura del plan de trabajo | 4 |
| 1.3. Diagrama de Gantt | 5 |
| 2.1. Fotografía del sensor esférico de dos sectores [2] | 11 |
| 2.2. Esquema interno del sensor [2] | 11 |
| 2.3. Modulador sigma-delta de primer orden [3] | 15 |
| 3.1. Modelo circuital propuesto para un sector del sensor | 18 |
| 3.2. Diagrama de flujo del programa | 21 |
| 3.3. Cambio entre estados del búfer | 25 |
| 3.4. Representación de un ciclo PWM | 26 |
| 3.5. Esquema circuital controlando dos sectores del sensor | 30 |
| 3.6. Fotografía del túnel de viento utilizado para las pruebas | 31 |
| 3.7. Fotografía de la configuración en el interior del túnel de viento | 31 |
| 4.1. Inyección de potencia en el hemisferio 1 en el primer experimento | 34 |
| 4.2. Inyección de potencia en el núcleo 1 en el primer experimento | 35 |

| | |
|---|----|
| 4.3. Inyección de potencia en el hemisferio 1 en el segundo experimento | 36 |
| 4.4. Inyección de potencia en el núcleo 1 en el segundo experimento . . . | 37 |
| 4.5. Experimento de control desarrollado en la UPC | 38 |

Capítulo 1

Introducción:

La medida y caracterización de la velocidad y dirección del viento se utiliza hoy en día en una gran cantidad de aplicaciones diferentes en prácticamente todos los campos de nuestra vida (agricultura, aviación, construcción, formación, extinción de incendios, domótica, etc). Aún así, nos encontramos que para aplicaciones a baja presión no existe hoy en día una solución óptima. Los sensores basados en presión dinámica no tienen un comportamiento apropiado debajo de 1Pa. Los sensores basados en ultrasonidos requieren más potencia de trabajo y no operan por debajo de los 15mBar [4]. Por otro lado, los sensores basados en láser y efecto Doppler no se han miniaturizado lo suficiente y requieren una presencia permanente de partículas trazadoras para operar. Es por ello que para estas aplicaciones el método más adecuado para la medida de la velocidad y dirección del viento es el de la anemometría térmica.

El patrimonio de los sensores de viento térmicos se engrandece si se tiene en cuenta que ha sido el método utilizado para medir el viento en proyectos tan grandes como el Viking (1976), Pathfinder (1997) o Curiosity (2011), todos ellos llevados a cabo por la NASA. De hecho, el sensor operativo en la estación meteorológica REMS, como parte del rover Curiosity, tiene sus fundamentos en varios proyectos desarrollados en la UPC.

Tanto los proyectos llevados a cabo por la UPC como el prototipo final en el Curiosity se basan en calentar resistores por encima de la temperatura ambiental en un prototipo esférico. Éste diseño físico tiene varios beneficios, como permitir un flujo axial simétrico y laminar alrededor de la esfera o optimizar la electrónica utilizada ya que para caracterizar el viento en 3D solo necesitamos cuatro sectores esféricos (ver documentación en el anexo A).

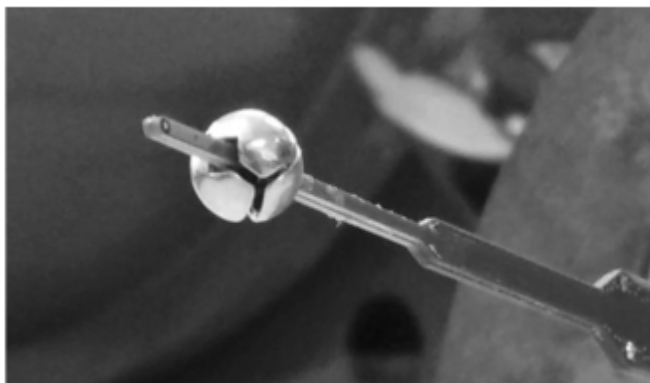


Figura 1.1: Fotografía del prototipo esférico tetraédrico [1]

De esta manera, este proyecto nace a partir del conocimiento obtenido trabajando a unas condiciones tan duras como las que se observan en la atmósfera marciana donde la temperatura varía de los -123°C a los 26°C y cuya presión media se encuentra en 0.6kPa , aproximadamente 170 veces inferior a la presión terrestre. Asimismo, se pretende dar una solución básica para las distintas aplicaciones en las que se requiere caracterizar el viento en ambientes de baja presión y/o donde se requiera una gran resolución, teniendo en cuenta que para aplicaciones terrestres la electrónica utilizada puede ser más simple.

1.1. Objetivos y Métodos

El objetivo final de este proyecto se centra en dar una respuesta a las limitaciones de otros sistemas para caracterizar el viento mediante la concepción, diseño, implementación y prueba de un sistema electrónico de control de potencia para su uso en un prototipo esférico 3D.

En este proyecto se utiliza como estructura de pruebas un primer prototipo constituido por dos hemisferios del anemómetro esférico diseñado para la atmósfera de Marte descrito en el anexo A. En el siguiente capítulo se muestra en mayor detalle el funcionamiento del sensor utilizado. Por otra parte, debido a la simetría de dicho prototipo, el proyecto se centra en primer lugar en el desarrollo de uno de sus sectores.

Para mejorar las prestaciones de otros sistemas ya existentes, se parte con la premisa de implementar un sistema con una electrónica sencilla y robusta que suponga un coste económico limitado. Además, se pretende que la resolución del sensor final sea lo más alta posible.

Para llevar a cabo el sistema de control de potencia se parte de cero. Todo el desarrollo desde la adquisición de componentes hasta las pruebas finales de control se llevan a cabo haciendo uso del software apto para dichos componentes. No obstante, una vez se haya validado el funcionamiento del control de potencia para uno de los hemisferios, se pretende probar el diseño propuesto en el prototipo esférico mediante el uso de la electrónica diseñada en los dos sectores esféricos así como en el núcleo del sensor.

1.2. Requerimientos y especificaciones

1.2.1. Requerimientos

El diseño de control de potencia debe contar con una alta resolución para cumplir con uno de los objetivos, es por ello que se pretende desarrollar esta etapa con un conversor analógico a digital (ADC) no inferior a los 16 bits. Para ello, el tipo de conversor utilizado debe utilizar la modulación del tipo sigma-delta ($\Delta \Sigma$). Este conversor nos interesa que sea rápido para que el control de potencia opere con un buen rendimiento, es por ello que la frecuencia de conversión para cada sector debe ser la mayor posible. Por otro lado, debido a que cada convertidor solo puede leer una señal de entrada a la vez, la posibilidad de multiplexar la señal es primordial para el uso del sistema para múltiples sectores del sensor final. Así pues, se busca satisfacer un sistema escalable con un mínimo de 6 canales independientes.

En cuanto al resto de los elementos circuitales, los resistores de platino utilizados no deben ofrecer una alta resistencia óhmica para permitir un alto rango de potencia inyectada y consecuentemente el búfer deberá permitir una alta potencia de salida. Además, todos los componentes deben ser capaces de soportar una operación a un gran rango de temperaturas ya que las aplicaciones del sensor se pueden dar en condiciones extremas.

1.2.2. Especificaciones

A continuación se muestran las especificaciones de los componentes del control de potencia para cada sector del sensor esférico:

- Convertidor dual sigma-delta de 24 bits con una frecuencia de conversión programable (3.5 Hz hasta 3.906 kHz) y con 6 canales independientes

- Potencia de salida máxima del búfer -32/64 mA
- Resistores de platino de 100Ω a 0°C con un coeficiente de temperatura de 0.00385 K^{-1}
- Rango de temperatura: -40°C a 125°C

1.3. Plan de trabajo

En esta sección se pretende explicar el camino seguido durante el desarrollo del proyecto. Para ello, se presenta a continuación una visión general de la estructura del plan de trabajo así como la explicación de cada uno de los bloques. Finalmente se presenta un diagrama de Gantt con los tiempos detallados de cada parte.

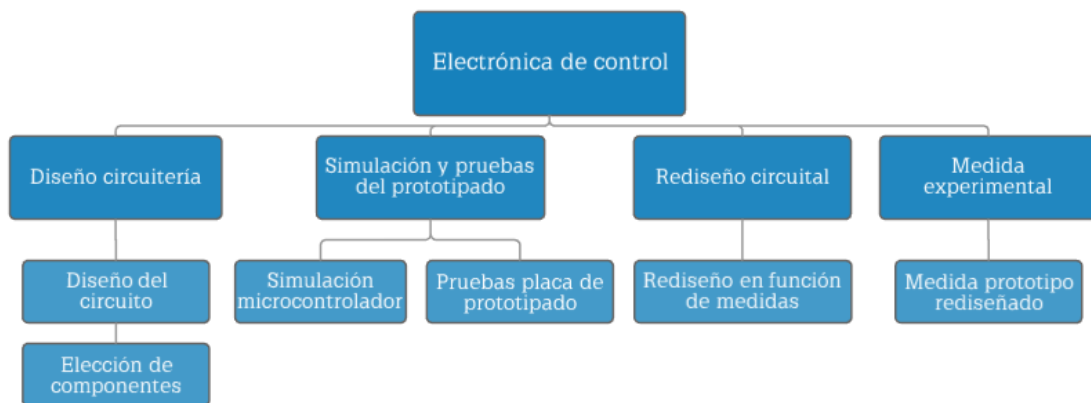


Figura 1.2: Estructura del plan de trabajo

El primer bloque, 'Diseño circuitería', se desarrolló durante las primeras 4 semanas del proyecto y en él se definieron los componentes y el diseño circuital. Esta parte fue decisiva puesto que una mala elección de componentes hubiera supuesto un gran retraso en etapas posteriores. Seguidamente se entró en el segundo bloque del proyecto, la 'Simulación y pruebas del prototipado'. Durante el transcurso de octubre y noviembre se consiguió montar el diseño escogido y se extrajeron los primeros datos del sensor al ordenador. Así se llegó a la etapa de 'Rediseño circuital' en la que se probaron distintos métodos para mejorar el rendimiento obtenido hasta el momento. Esta etapa se extendió hasta finales de diciembre. Finalmente, en los últimos días de diciembre y principios de enero entramos en la etapa de 'Medida experimental', en la que se ha puesto a prueba el diseño confeccionado mediante su uso en un túnel de viento para obtener datos fiables de rendimiento.

1.3.1. Diagrama de Gantt

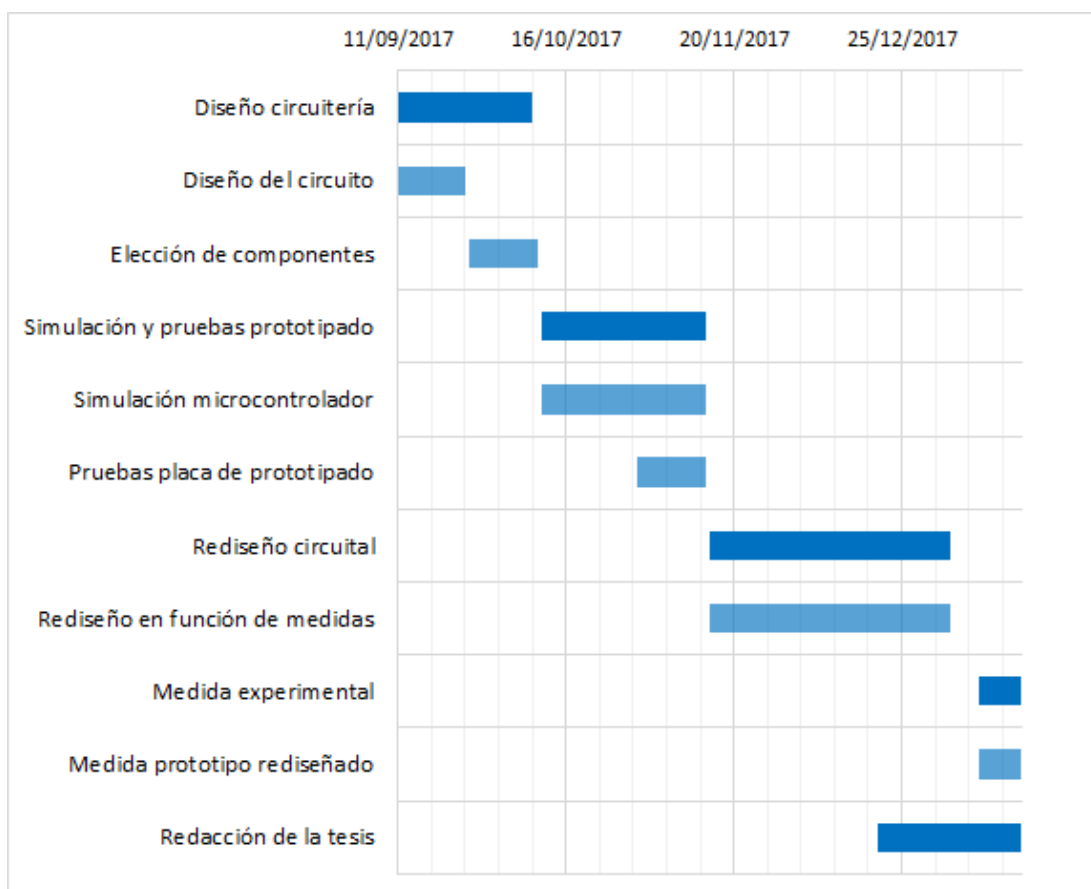


Figura 1.3: Diagrama de Gantt

En la figura 1.3 se muestra el diagrama de Gantt con la información temporal de cada bloque del trabajo comentado en el punto anterior. Para una mejor diferenciación, se muestran en un color más oscuro los 4 bloques principales y también la redacción de la tesis. Por otro lado, en un color más claro se detallan las tareas de cada bloque.

1.4. Estructura de la tesis

Esta memoria está estructurada en 5 capítulos diferentes:

- Capítulo 1 - Introducción: Este capítulo expone el marco contextual que engloba este proyecto y los objetivos a cumplir. Finalmente se detalla el plan de trabajo seguido de inicio a fin.

- Capítulo 2 - Revisión Literaria: En este capítulo se exponen de manera breve los conceptos teóricos necesarios para comprender en mayor magnitud como se ha llevado a cabo el proyecto. Para ello se exponen los fundamentos físicos que permiten la caracterización del viento con el sensor esférico utilizado y se muestra también una explicación de dicho sensor. Para finalizar se introduce al lector el concepto de microcontrolador y sus principales bloques funcionales.
- Capítulo 3 - Desarrollo del Proyecto: En este capítulo se especifica el modelo circuital propuesto así como la programación del microcontrolador presente en el prototipo. Finalmente se detallan las pruebas realizadas con el sensor esférico presentado en el capítulo 2.
- Capítulo 4 - Resultados: Este capítulo muestra los resultados de las medidas realizadas con el sistema propuesto controlando el sensor esférico 3D.
- Capítulo 5 - Presupuesto: En este capítulo se da una descripción detallada de los costes de producción del sistema descrito y se compara con proyectos anteriores para determinar su viabilidad económica.
- Capítulo 6 - Conclusiones: Por último, se analizan los datos obtenidos en el apartado 4 y se dan las conclusiones finales del proyecto así como los futuros pasos a seguir.

Capítulo 2

Revisión Literaria

2.1. Fundamentos para la medición del viento

En este apartado se pretende dar una introducción a los mecanismos físicos de transmisión de calor poniendo énfasis en el proceso de convección, que será clave para entender como podemos caracterizar el viento mediante su velocidad y dirección, lo que se conoce como anemometría térmica.

2.1.1. Caracterización del viento según la transferencia de calor

La transferencia de calor es el proceso que describe la propagación de calor en distintos medios y se puede producir por tres tipos de procesos: conducción, convección y radiación, los cuales predominan en mayor o menos grado dependiendo del medio en el que nos encontremos.

Los procesos que producen este intercambio energético para fluidos en movimiento tienen como mayor exponente la convección, en cambio, en caso de no haber movimiento domina el proceso de transferencia por conducción. Por otro lado, en los medios gaseosos, que son los que tratamos de caracterizar, la convección es aún más dominante.

Hay que entender que el mecanismo de convección es el fenómeno más complejo de transferencia de calor ya que depende no solo de las propiedades del gas sino también de la geometría de la superficie sólida y el tipo de fluido [5]. Para verlo mejor, relacionaremos la velocidad de cambio de temperatura por convección con

la diferencia de temperatura a partir de la ley del enfriamiento de Newton, la cual proclama que *la velocidad de pérdida de calor de un cuerpo es proporcional a la diferencia de temperatura entre el cuerpo y su entorno bajo los efectos de flujo de aire*. Todo esto se puede entender mejor con la siguiente ecuación:

$$Q_{conv} = hA_s(T_s - T_\infty) \quad (2.1)$$

Donde h es el coeficiente transferencia de calor por convección, A_s es la superficie de transferencia de calor, T_s es la temperatura de la superficie y T_∞ es la temperatura del fluido suficientemente lejos de la superficie (idealmente en el infinito).

Así pues, vemos que el coeficiente de transferencia de calor comprende toda la complejidad de los procesos de convección y por ello es difícil de predecir. A partir de la ecuación (2.1) podemos ver de manera rápida que se puede describir este coeficiente como:

$$h = \frac{Q_{conv}}{A_s(T_s - T_\infty)} \quad (2.2)$$

Debido a la complejidad que conlleva la caracterización del coeficiente de transferencia de calor por convección h , es muy común introducir variables adimensionales para su cálculo. Los más utilizados para este caso son los números de Reynolds y Prandtl.

Debido a que el número de Reynolds depende del producto entre la presión del viento y su velocidad, la medida del coeficiente de calor por convección h nos da una medida de la velocidad del viento [4]. Así pues, para medir el coeficiente h se debe relacionar con la conductancia térmica hacia el medio ambiente:

$$h = \frac{C_{th}}{A} \quad (2.3)$$

donde C_{th} es la conductancia térmica y A es la superficie acoplada al flujo de aire. Al mismo tiempo, la conductancia térmica C_{th} puede ser calculada de la siguiente manera:

$$C_{th} = \frac{P_w}{\Delta T} \quad (2.4)$$

Donde P_w es la potencia entregada al punto caliente manteniendo una diferencia de temperatura ΔT con el ambiente

De esta manera podemos relacionar la potencia entregada al punto caliente del sensor con el coeficiente de calor por convección h , que nos permitirá sacar los datos de dirección y velocidad del viento.

Para una mayor comprensión, en el siguiente apartado se expondrán con mayor detalle los mecanismos que desarrolla la anemometría térmica para llevar a cabo éste proceso.

2.1.2. Anemometría térmica

La anemometría térmica tiene como finalidad la determinación de la velocidad y dirección del viento a partir de la transferencia térmica por convección, existiendo para ello una amplia variedad de sensores.

Hay dos modos de operación muy determinados dentro de la anemometría térmica dependiendo de si son de lazo abierto o cerrado:

- Anemometría de Potencia Constante (CPA)
- Anemometría de Temperatura Constante (CTA)

En la estrategia de lazo abierto o anemometría de potencia constante (CPA por sus siglas en inglés) se pretende inyectar una temperatura constante en una parte de la estructura del sensor mientras se monitoriza la temperatura resultante, es decir, que la potencia calorífica entregada al sensor no se ve alterada con el cambio de los parámetros del viento. Utilizando este método, la respuesta dinámica del sensor está directamente relacionada con el circuito térmico asociado a la estructura del sensor, lo que supone que estas variaciones de temperatura sean muy lentas [2].

En el modo de operación en lazo cerrado o anemometría de temperatura constante (CTA por sus siglas en inglés) se utiliza un circuito electrónico de control para mantener constante la temperatura de una resistencia. Esta resistencia, al exponerse un flujo de aire se enfriará, disipando calor hacia ese flujo de aire, lo que conllevará una variación en el valor óhmico de dicha resistencia debido a la linealidad que se observa en algunos materiales entre el aumento de la resistencia óhmica y su temperatura. Finalmente, para mantener la temperatura de la

resistencia constante se hará mediante la inyección adaptativa de potencia, satisfaciendo la ecuación (2.1). Este modo de operación, a diferencia del modo en lazo cerrado no se ve limitado directamente por el circuito térmico asociado, en cambio, sus limitaciones provienen de la electrónica de actuación y son preferibles. Debido a esto se obtiene una mejora en el ancho de banda del sensor utilizado.

2.2. Sensor esférico utilizado

En este apartado se pretende introducir el sensor esférico utilizado en este proyecto ya que constituye la estructura de pruebas para el diseño electrónico propuesto. Este sensor es un primer prototipo de dos sectores que antecede al sensor esférico 3D final de cuatro sectores. Para un mayor detalle se adjunta en el anexo A el documento técnico exhaustivo relativo al sensor esférico 3D tetraédrico desarrollado en la UPC.

2.2.1. Modo de operación del sensor

Como se ha mencionado anteriormente, los anemómetros térmicos pueden operar en lazo abierto o cerrado. Para monitorizar el flujo térmico de una manera más eficiente se opta por el modo en lazo cerrado (CTA), ya que los cambios en la transferencia de calor por convección se compensan de inmediato con el cambio del flujo térmico inyectado a la estructura mediante la inyección de potencia variable. Además, este modo de operación proporciona un mayor ancho de banda ya que no está limitado por la estructura térmica del sensor.

2.2.2. Descripción del prototipo

A continuación se detalla la estructura que conforma el sensor utilizado para las pruebas finales, así como sus componentes internos. Cabe entender que este prototipo ha sido diseñado para operar a las condiciones atmosféricas presentes en Marte y debido a ello el sensor es apto para aplicaciones terrestres a baja presión [2].

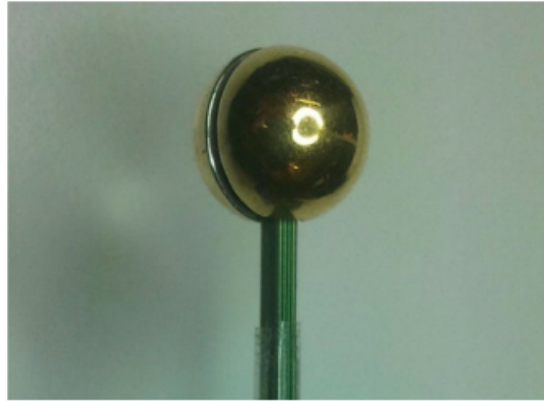


Figura 2.1: Fotografía del sensor esférico de dos sectores [2]

Como se puede observar en la Figura 2.1, el sensor consta de dos sectores simétricos conectados a un circuito impreso (*PCB*, por sus siglas en inglés de *printed circuit board*) que constituye el soporte mecánico del sensor y también el nodo de conexión entre el sensor y la electrónica que lo controla. Por otra parte, los dos hemisferios son de plata y con un recubrimiento de oro de una espesor de 100 nm para evitar la posible oxidación de la plata.

Para entender mejor el funcionamiento interno del sensor se muestra a continuación un esquema de su interior:

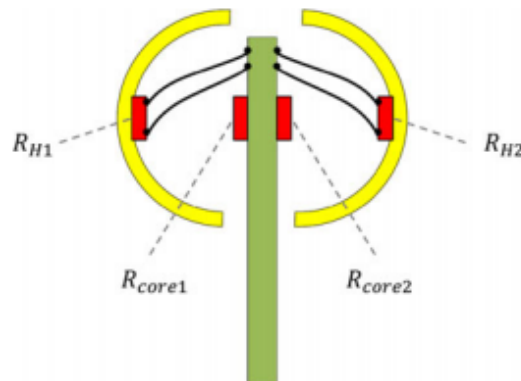


Figura 2.2: Esquema interno del sensor [2]

En este esquema se ven representados los dos hemisferios con una resistencia de platino integrada en cada uno de ellos (R_{H1} , R_{H2}). Estas resistencias se mantienen a una temperatura constante superior a la temperatura ambiental y se monitoriza la potencia inyectada para mantener dicha temperatura, como se ha explicado anteriormente. En la figura también se muestran otros dos resistores de platino (R_{core1} , R_{core2}) situados en la PCB para calentar el eje del sensor a la misma

temperatura que los resistores exteriores. Por otra parte se muestran los cables que conectan con los resistores exteriores.

Este diseño permite reducir en la medida de lo posible las pérdidas por conducción por lo que la pérdida de calor originada entre los hemisferios y su centro será causada por el proceso de convección.

2.3. Microcontrolador y bloques funcionales

El principal elemento computacional para la mayoría de sistemas de anemometría térmica es el microcontrolador. Debido a esto, en este apartado se pretende introducir al lector el concepto de microcontrolador así como de los principales bloques funcionales que operan en él, además de otros conceptos importantes para la comprensión del diseño posterior.

2.3.1. Definición de Microcontrolador

Un microcontrolador (abreviado μC o MCU) es un circuito integrado digital programable que contiene todos los elementos de un computador. Está compuesto por una unidad central de proceso (CPU), unidades de memoria (ROM y RAM) y puertos de entrada y salida (periféricos o bloques funcionales). Estas partes están interconectadas dentro del circuito integrado.

Un microcontrolador puede formar parte de la unidad computacional de una amplia variedad de aplicaciones como pueden ser sensores, juegos, relojes, etc. Su funcionamiento viene determinado por el software específico para cada MCU, el cual se almacena en la memoria ROM y sin el cual la CPU no podría procesar ninguna acción. Este software acostumbra a ser en lenguaje *ensamblador* o *C* y su compilación debe realizarse en formato hexadecimal.

Para entender su funcionamiento es necesario conocer algunos bloques funcionales básicos:

- Arquitectura de reloj
- Conversor analógico a digital (ADC)
- Modulación por ancho de pulsos (PWM)
- Transmisor/receptor asíncrono universal

2.3.2. Arquitectura de reloj

La arquitectura de reloj hace referencia a los módulos encargados en un microcontrolador de determinar la frecuencia de reloj, la cual determina la velocidad a la que los transistores que lo conforman conmutan eléctricamente. Esta conmutación de flujo hace que se genere una señal periódica a la frecuencia establecida y sirve para sincronizar todas las operaciones del sistema y también para ajustar la velocidad de operación de las diferentes bloques (o periféricos) que conforman el microcontrolador.

2.3.3. Conversor analógico a digital

Un convertidor de señal analógica a digital (*ADC* por sus siglas en inglés) es un dispositivo electrónico capaz de convertir una señal analógica (tensión o corriente) en una señal digital. Para ello se hace uso de tres etapas: muestreo, cuantificación y codificación.

La etapa de muestreo consiste en realizar medidas de amplitud de una señal en intervalos periódicos. Una vez se ha muestreado la señal, ésta se cuantifica asignando un margen de valor a un único nivel de salida, es decir, se convierte la muestra analógica a un valor discreto dentro de un margen previamente fijado. Para fijar estos márgenes preestablecidos se tiene en cuenta la resolución del convertidor. Por ejemplo, para un convertidor con una resolución de 10 bits (2^{10} valores) y para un rango de valores de 0 a 5V, cada margen de valores (V_{STEP}) quedará fijado así:

$$V_{STEP} = \frac{5}{2^{10}} = 4,883 \text{ mV} \quad (2.5)$$

Existiendo una resolución de $2^{10} = 1024$ posibles valores discretos. En este punto se considera que la señal es digital debido a que su valor final está acotado. Finalmente mediante el proceso de codificación se obtiene el valor final binario a tratar.

Las especificaciones de un convertidor ADC vienen determinadas por el tipo de convertidor y entre las más importantes encontramos la **resolución**, el **ruido de cuantificación**, la **precisión** y la **velocidad de muestreo**.

La resolución indica el número de valores discretos que puede producir para el rango analógico establecido. En el ejemplo mencionado arriba, un convertidor de 10 bits tendrá una resolución de $2^{10} = 1024$ posibles valores discretos.

El ruido de cuantificación es el error producido en el proceso de cuantificación, resultante de asignar un valor continuo analógico a un margen preestablecido.

La precisión viene definida por la suma de los errores presentes durante la conversión. Estos errores vienen dados por distintas fuentes. Existe el error de cuantificación y los errores de no linealidad en la función de transferencia además de otras fuentes adicionales de error. Estos errores vienen dados con el parámetro de bit menos significativo (conocido como LSB, siglas en inglés de *least significant bit*).

Finalmente, la velocidad de muestreo define la velocidad a la que el dispositivo es capaz de generar nuevos valores digitales a partir de la señal analógica.

En términos generales se habla de un total de 5 clases de conversores: de rampa doble, convertidor por aproximaciones sucesivas (SAR siglas en inglés de *successive approximation register*), *flash*, *pipelined* y sigma-delta ($\Delta \Sigma$).

A continuación se muestra una tabla comparativa de los diferentes tipos de convertidor, mostrando sus características principales:

| Tipo de ADC | Velocidad de conversión (max) | Resolución (max) |
|-------------|-------------------------------|------------------|
| Sigma-Delta | 1 Mmuestras/s | 8-32 bits |
| SAR | 10 Mmuestras/s | 8-18 bits |
| Flash | 10 Gmuestras/s | 4-12 bits |
| Pipeline | 1 Gmuestras/s | 8-16 bits |
| Rampa doble | 100 muestras/s | 12-20 bits |

Tabla 2.1: Características principales de los diferentes tipos de ADC

A continuación se muestra una explicación teórica del funcionamiento del convertidor utilizado para el desarrollo de este proyecto: la modulación sigma-delta ($\Delta \Sigma$), la cual constituye una de las opciones más prometedoras para las aplicaciones de anometría térmica donde se prima una alta resolución manteniendo una velocidad de conversión considerable.

Modulación Sigma-Delta

Los sigma-delta ($\Delta \Sigma$) son un tipo de convertidores caracterizados por su simplicidad y robustez. La combinación de técnicas de sobremuestreo, modelado de ruido y diezmado permite una mayor resolución que en otro tipo de convertidores [3].

A continuación se muestra el esquema de bloques de un convertidor sigma-delta ($\Delta \Sigma$) de primer orden:

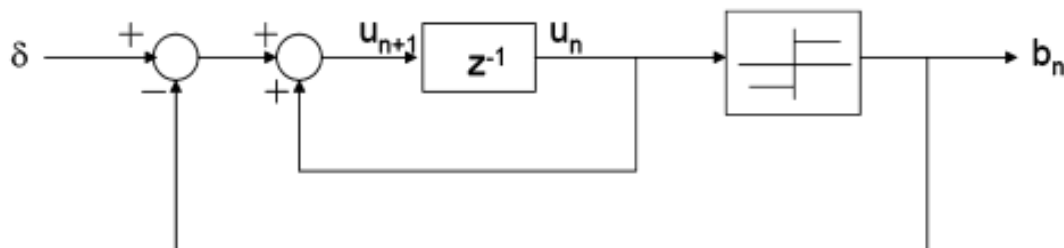


Figura 2.3: Modulador sigma-delta de primer orden [3]

La señal δ es la magnitud a convertir, la cual se ha procesado mediante el uso de un filtro analógico "antialiasing" que se encarga de eliminar las componentes espectrales por encima de la mitad de la frecuencia de muestreo. Esta señal entra en el modulador de la figura 2.3 donde se muestrea y cuantifica la señal. Precisamente en este punto es posible filtrar el error inherente a la cuantificación. Este modelado mediante filtrado digital ha dado origen al término "noise-shaping" (modulador de ruido) que se usa para denominar a los moduladores $\Delta \Sigma$.

Finalmente la señal de salida b_n se procesa para su diezmado y como resultado se obtiene la señal de entrada codificada con un elevado número de bits.

2.3.4. Modulación por ancho de pulsos (PWM)

La modulación por ancho de pulsos (conocida como PWM, del inglés *pulse-width modulation*) de una señal o fuente de energía es una técnica que permite el efecto de una señal analógica sobre una carga para enviar información o para modificar la cantidad de energía que se envía a ella. Esta información se envía mediante la modificación del ciclo de trabajo de la señal, el cual se mide en porcentaje y se expresa de la siguiente manera:

$$D = \frac{\tau}{T} \quad (2.6)$$

Donde D es el ciclo de trabajo, τ es el tiempo en que la función es positiva y T es el período de la función.

La información transmitida a partir de la variación del ciclo de trabajo facilita la implementación de los sistemas de control de potencia ya que la monitorización de dichas variaciones de señal permite deducir el voltaje medio inducido a la salida del sistema.

2.3.5. Transmisor/receptor asíncrono universal (UART)

El transmisor/receptor asíncrono universal (conocido como UART por sus siglas en inglés de *universal asynchronous receiver-transmitter*) es un módulo cuya finalidad es la de permitir las comunicaciones serie a través del puerto serie de un ordenador o periférico. Es el dispositivo que permite la comunicación de los microcontroladores con el computador. En el contexto de este proyecto, la UART ha permitido la extracción de datos del sensor al ordenador para su tratamiento posterior.

Una de las características principales de la UART es la velocidad de transmisión, que es la cantidad de información enviada por la línea de transmisión por unidad de tiempo. Se mide en baudios y es proporcional a los bits por segundo (bps).

Capítulo 3

Desarrollo del proyecto

En este capítulo se pretende exponer de una manera estructurada como se han desarrollado las distintas partes que configuran el prototipo final. Por ello, en primer lugar se detallará el proceso para la obtención del control de potencia para un sector del sensor esférico y finalmente se detallarán las modificaciones pertinentes para la adaptación al modelo final. De esta manera, se mostrará en primer lugar el diseño circuital propuesto y se presentará el instrumental elegido para su implementación. Posteriormente se expondrán las distintas etapas que conforman el diseño final, siendo estas etapas cada uno de los bloques funcionales del microcontrolador. Finalmente se detallará el procedimiento llevado a cabo para realizar los ensayos en el túnel de viento con el sensor esférico.

3.1. Diseño circuital propuesto

El diseño circuital presentado ha sido confeccionado siguiendo el objetivo de realizar un control adaptativo de potencia con una electrónica simple. Así pues, se pretende implementar un sistema de anemometría térmica en lazo cerrado (CTA) con un uso mínimo de componentes sin renunciar a un buen rendimiento. En este caso, se controla la temperatura con el uso de un detector de temperatura resistivo (RTD por sus siglas en inglés de *resistance temperature detector*) y mediante la inyección adaptativa de potencia. Para conseguirlo, el sistema controlará el voltaje presente en el elemento resistivo mediante la inyección de más o menos potencia gracias al uso de un búfer que activará o desactivará la influencia de una parte del circuito.

A continuación se muestra el diseño esquemático del circuito electrónico propuesto:

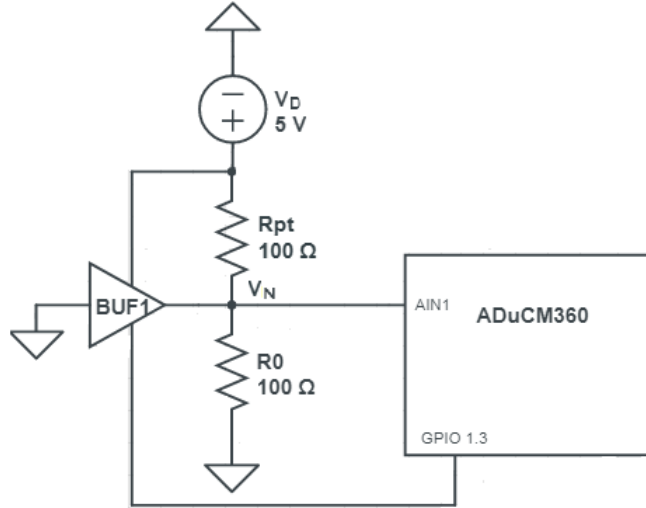


Figura 3.1: Modelo circuital propuesto para un sector del sensor

El circuito consiste en primer lugar en una fuente de tensión de 5V alimentando a la resistencia de platino R_{pt} de 100Ω , cuyo valor teórico a una temperatura media de 20°C y con un coeficiente de temperatura $\alpha=0.00385\text{K}^{-1}$ es de 107.79Ω . Por otro lado, el nodo principal constituye un divisor de tensión debido a la influencia de la R_0 , cuya finalidad es la de absorber potencia en caso de que el búfer BUF se encuentre en estado de alta impedancia (Hi-Z del inglés *High Impedance*). Este búfer triestado es el elemento de control en el circuito y permite, dependiendo del estado de su salida, que el sistema inyecte más o menos potencia al elemento caliente del circuito R_{pt} . Para incrementar la potencia inyectada, el búfer se configura en estado activo a nivel bajo imponiendo un voltaje de nodo igual a $V_{OL} \approx 0,42$, anulando el efecto del resistor R_0 y permitiendo así un mayor voltaje en el resistor R_{pt} .

El nodo controlado por el búfer está asimismo conectado a la entrada de un microcontrolador que constituye el centro computacional del prototipo y se encarga de medir la señal del nodo a su entrada para procesarla y finalmente actuar sobre el activador de salida del búfer (conocido como OE por sus siglas en inglés de *output enable*). Esta señal en el nodo (V_N) se mide cuando el búfer se encuentra en alta impedancia.

La conmutación de estados del búfer debe permitir inyectar máxima potencia al circuito y también forzar el estado de alta impedancia. Esta doble función se consigue con la dependencia de una sola variable. Para ello, la entrada de señal siempre se muestra activada y solamente se depende de la señal de *output enable*.

3.2. Elección de componentes

Microcontrolador

En base a los requerimientos expuestos en el capítulo 1 se ha optado por el microcontrolador ADuCM360 de Analog Devices (ver Anexo C), el cual nos ofrece dos convertidores analógico a digital (ADC) de tipo sigma-delta ($\Delta \Sigma$) con 24 bits de resolución y con una frecuencia máxima de conversión de 3.906 kHz. Además permite la multiplexación de 6 circuitos independientes gracias al multiplexor compartido entre ambos convertidores. Esta cualidad es primordial ya que nos permitirá controlar múltiples sectores del sensor esférico.

La resolución máxima del convertidor es de 24 bits. No obstante el ruido introduce un límite de $1.05 \mu\text{V}$ de valor eficaz a frecuencia mínima, bajando la resolución efectiva a 21 bits. Además, esta resolución se ve afectada por la frecuencia de conversión y debido a ello, la resolución efectiva a frecuencia máxima es de 19 bits.

Por otra parte, la alimentación del ADuCM360 tiene un valor máximo admitido de 3.6 V, siendo 3.3 V el voltaje de operación óptimo, el cual se consigue mediante la conexión por USB del dispositivo con nuestro ordenador.

Resistores

El detector de temperatura resistivo elegido es de platino y su elección se debe a su buena sensibilidad frente al cambio de temperatura ($0.00385 K^{-1}$) y también a su buen comportamiento frente a la oxidación. Como se ha comentado anteriormente, el valor del resistor R_{pt} teórico a 20°C es de 107.79Ω .

Por otro lado, el resistor R_0 debe ser invariable con la temperatura para no afectar a las medidas finales. Por ello el tipo de resistor elegido será de película metálica ya que estos resistores muestran una variación muy pequeña con la variación de temperatura. Esta variación suele estar entre 50 y 100 partes por millón por grado centígrado (ppm/ $^\circ\text{C}$).

Por otro lado, el divisor de resistores debe entregar un voltaje no superior a 3.3 V a la entrada del microcontrolador. En base a estas restricciones se ha obtenido el valor máximo para el resistor R_0 a una temperatura de 0°C , a partir

de la ecuación que define el divisor de resistores:

$$3,3 \geq V_D \frac{R_0}{R_{pt} + R_0} \quad (3.1)$$

Donde V_D son 5V y R_{pt} 100Ω. Dando como resultado una $R_0 \leq 194 \Omega$. Teniendo esto en cuenta se ha escogido un resistor R_0 de 100Ω ya que ofrece un mayor rango de potencia a inyectar y una mejora en cuanto a la dificultad que tiene el ADC para controlar la temperatura. En el anexo D se muestra una gráfica comparativa entre la relación de R_0 y R_{pt} y la resolución del convertidor.

Búfer

Para la selección del búfer se ha antepuesto como principal propiedad un rango de intensidad de salida alta, es por ello que se ha optado por el componente 74ABT24 (ficha técnica en anexo B), el cual permite una intensidad de salida variable de +64 mA a -32 mA. La alimentación típica para este dispositivo varia de 4.5V a 5.5V y nos permite aprovechar esta alimentación para proveer un voltaje de 5V al divisor de resistores (V_D).

Este búfer consta de dos tipos de entrada, el *output enable* y la entrada de señal An . Debido a que el búfer es activo a nivel bajo, a partir de este momento se considera esta entrada como \overline{OE} . Hay que entender que según el estado del *output enable*, la señal de salida (Yn) permite el paso de corriente o hace que el pin ya no tenga relevancia para el circuito al conmutar a estado de alta impedancia (*High-Z*).

Para entender mejor el funcionamiento del búfer se muestra a continuación su tabla de funciones, mostrando sus características de entrada y salida:

| ENTRADAS | | | | SALIDAS | |
|------------------|-----|------------------|-----|---------|-----|
| $\overline{1OE}$ | 1An | $\overline{2OE}$ | 2An | 1Yn | 2Yn |
| L | L | L | L | L | L |
| L | H | L | H | H | H |
| H | X | H | X | Z | Z |

Tabla 3.1: Tabla de funciones búfer 74ABT244

Donde H indica el nivel alto de voltaje, L es el nivel bajo de voltaje, Z es el estado de alta impedancia (High-Z) y X significa que no tiene relevancia. Este último caso se da cuando la salida de habilitación se encuentra desactivada, que en el caso de este dispositivo se da a nivel alto ($\overline{1OE} = H$).

3.3. Microcontrolador ADuCM360 y su programación

El microcontrolador ADuCM360 constituye la etapa computacional del circuito. Por ello, su programación rige el comportamiento que tendrá el sistema y constituye la parte más compleja del diseño. Ésta se ha realizado mediante el uso del lenguaje de programación C y con el programario Keil μ Vision4, el cual implementa librerías propias para el microcontrolador facilitadas por el fabricante.

A continuación se muestra detallado el funcionamiento del programa principal. Para facilitar su comprensión, se muestra el siguiente diagrama de flujo:

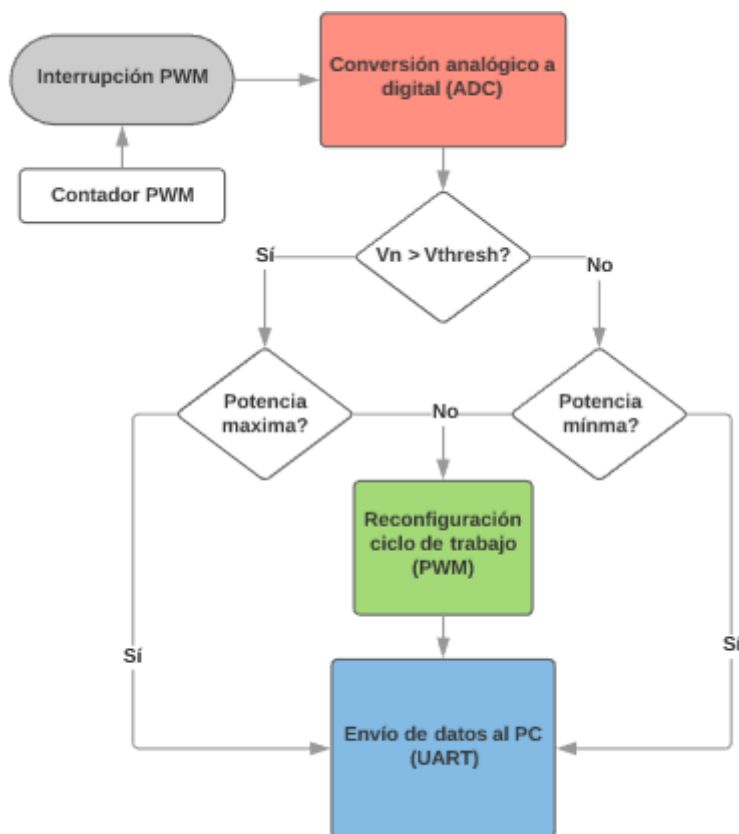


Figura 3.2: Diagrama de flujo del programa

El esquema mostrado en la Figura 3.2 muestra el funcionamiento cíclico del programa con un periodo τ_{PWM} que corresponde al tiempo de ciclo del PWM. A cada interrupción, se genera una lectura del ADC, convirtiendo la entrada analógica a un valor digital. Esta configuración nos permite tener una buena temporización al convertir la señal, como se detalla más adelante.

Una vez el convertidor obtiene una nueva lectura se entra en el bloque de decisión, donde en función del valor de salida del ADC se decide modificar el ciclo de trabajo de la modulación PWM para inyectar más o menos potencia al elemento resistivo R_{pt} . En esta etapa se compara el valor medido (V_n) con el voltaje objetivo (V_{thresh}) que determina la temperatura del resistor R_{pt} deseada, ya que por la ley de Ohm, el voltaje es directamente proporcional a la resistencia y esta depende linealmente de la temperatura. Por otro lado hay que tener en cuenta que debido a la configuración circuital propuesta, un mayor voltaje en el nodo (V_n) conlleva una reducción en el voltaje presente en el resistor de platino, lo que a su vez implica un decremento en la temperatura asociada al resistor R_{pt} . Para equilibrar esta temperatura y mantenerla constante habrá que inyectar más potencia si el voltaje en el nodo es superior al voltaje objetivo ($V_n > V_{thresh}$) siempre y cuando la potencia inyectada en la iteración actual no sea máxima. Análogamente habrá que inyectar menos potencia siempre que el voltaje medido en el nodo sea inferior al voltaje objetivo ($V_n < V_{thresh}$) y la potencia inyectada en ese instante no sea el valor mínimo.

La inyección adaptativa de potencia se configura mediante la variación del ciclo de trabajo del módulo PWM y es efectiva a la siguiente iteración del programa. Una vez se ha definido el nuevo ciclo de trabajo se envía este valor a la UART para su visualización en el PC.

A continuación se detallan las configuraciones para los distintos bloques funcionales.

3.3.1. Conversor analógico a digital

El conversor analógico a digital (ADC) constituye una pieza fundamental en el diseño: de su buen rendimiento depende que la toma de decisión sea correcta. A continuación se muestra la configuración de sus diferentes parámetros.

Tipo de voltaje de entrada

El convertidor admite dos tipos de voltaje de entrada: *fully differential* y *single-ended*. El modo de operación escogido es el *single-ended*. En este tipo de operación todas las señales están referidas a masa y aunque admite un menor rango dinámico que en el caso del *fully-differential*, mantiene los 24 bits de resolución al no utilizar un bit de signo. Para su implementación se modifica el registro $ADCxCON[4:0]$ para que la entrada negativa del sistema sea masa (GND) (para la consulta de los registros consultar el anexo E).

Modo de operación del convertidor

El convertidor se puede configurar para convertir continuamente a una velocidad determinada o para hacer conversiones individuales activadas por software. Hay un tiempo de asentamiento equivalente al tiempo requerido para hacer tres conversiones cada vez que se configura el convertidor para cualquiera de los dos modos de operación. Esto supone que para la conversión continua tengamos una velocidad de conversión máxima superior ya que esta restricción solo se aplica al iniciar las conversiones. En cambio, las conversiones individuales sufren este efecto a cada conversión.

Debido a que buscamos una frecuencia de conversión elevada se opta por el modo de conversión continua. Esta opción nos permite tener una correcta temporización con los ciclos de la etapa de potencia PWM como se detalla más adelante. Para ello se modifica el registro ADC1MDE ($\text{ADCxMDE}[2:0] = 001$).

Fuente de referencia

Se permite un total de cuatro fuentes de voltaje de referencia para este convertidor. Dos referencias externas, una referencia interna y también se puede utilizar el voltaje de alimentación (AVDD). La fuente de referencia interna presenta unas propiedades óptimas de ruido para amplitudes de entradas máximas de 1.2V, pero no opera por encima de este valor. Es por ello que la fuente de referencia implementada es el voltaje de alimentación (AVDD). Para ello modificamos el registro $\text{ADC1CON}[13:12] = 11$.

Filtro digital

Las principales configuraciones del filtro digital se controlan con el registro ADC1FLT. En primer lugar se define el tipo de filtro: el convertidor incluye la opción de operar con un filtro sinc3 o un filtro sinc4. Para alta precisión en velocidades de conversión altas (488 Hz a 4 kHz) se recomienda el uso del filtro sinc4, el cual se activa con el registro $\text{ADCxFLT}[12] = 1$. Por otro lado, el filtro digital se puede configurar para aplicar la técnica conocida como *chopping*, la cual permite cancelar voltajes de *offset* y otros errores de baja frecuencia. Debido a que la máxima frecuencia de operación mediante esta técnica está limitada a 1.262 kHz, no se incluye en el diseño propuesto.

Para definir la velocidad de conversión hay dos variables a tener en cuenta: el factor promedio (*averaging factor* o *AF* por sus siglas en inglés) y el factor de

diezmado. El factor promedio permite reducir la velocidad de conversión del ADC, es por ello que se especifica un valor $AF = 1$ para máxima tasa de conversión. Por otro lado, el factor de diezmado controla este factor para los filtros sinc3 y sinc4 y para máxima velocidad de conversión del microcontrolador se especifica un valor igual a 1. Con estas especificaciones la frecuencia de conversión del ADC (f_{ADC}) se obtiene de la siguiente manera:

$$f_{ADC} = \frac{125000}{(SF + 1) * 16} = 3,906 \text{ kHz} \quad (3.2)$$

Donde SF es el factor de diezmado.

Calibración del convertidor

La calibración del ADC elimina errores de lectura del propio ADC en ciertos casos. Para ello se tiene en cuenta el valor obtenido en las distintas calibraciones para las medidas posteriores. Así, para una correcta inicialización del ADC se llevan a cabo dos tipos de calibraciones: *zero-scale calibration* y *internal full-scale gain calibration*. En el primer caso y tal y como indica su nombre, se procede a la calibración de *offset* del convertidor utilizando una señal interna de 0V. En cambio, en la *internal full-scale gain calibration* se procede a la calibración con una señal de entrada de valor máximo.

Una vez el convertidor se ha inicializado y ha realizado una conversión, su valor se almacena en el registro de memoria ADCxDAT, al cual se accede a cada interrupción del módulo PWM (Figura 3.2). En la descripción de dicho módulo se explica con detalle el funcionamiento del sistema con este método de lectura.

3.3.2. Modulación por ancho de pulsos

La modulación por ancho de pulsos debe permitir la inyección adaptativa de potencia en función de la relación entre el voltaje en el nodo (V_n) y el voltaje de referencia (V_{thres}). Para ello, este sistema deberá permitir una doble labor: en primer lugar deberá modular el tiempo que el búfer se encuentra activo y en segundo lugar deberá permitir que la conversión del ADC a cada interrupción sea correcta.

Para conseguir este doble comportamiento hay que tener en cuenta que el convertidor solo debe medir el voltaje en el nodo cuando el búfer se encuentra en

estado de alta impedancia (High-Z) ya que de esta manera obtenemos el voltaje en el nodo como función del divisor de resistores. Si no fuera de esta manera el convertidor siempre vería el valor $V_{OL} \approx 0.42 \text{ V}$. Además, para que la medida del ADC sea correcta, el valor de dicha medida deberá haber sido constante durante al menos tres veces el tiempo de conversión (t_H). Este tiempo tiempo de conversión para una frecuencia máxima de 3.906 kHz es de $256 \mu\text{s}$. Así obtenemos que $t_H = 768 \mu\text{s}$.

Con estos requerimientos se pretende modular un pulso para que en su parte inicial permita la activación del búfer ('0', ya que es activo a nivel bajo) y en la parte final permita la medida del ADC ('1') con un tiempo en este estado no inferior a t_H . Para la medida de este tiempo hay que tener en cuenta el transitorio entre los estados del búfer. A continuación se muestra una representación medida en osciloscopio de este transitorio al pasar del estado donde el búfer es activo (nivel bajo) al estado de alta impedancia (nivel alto):

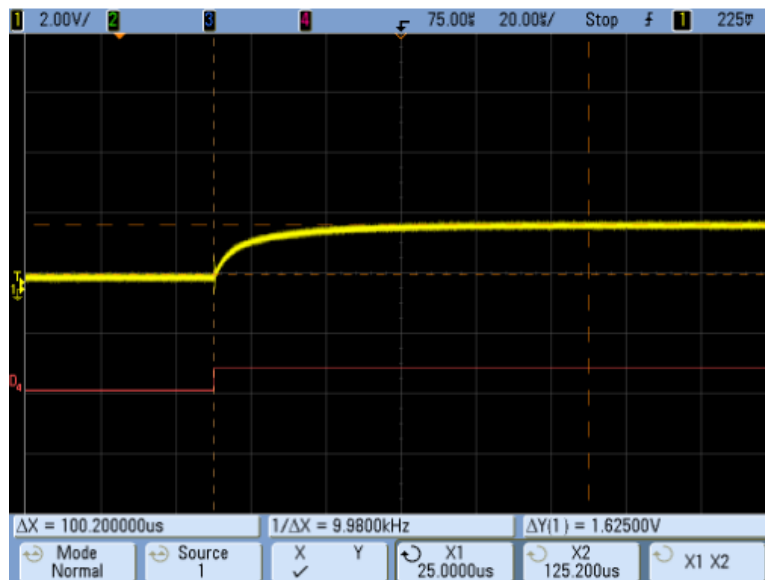


Figura 3.3: Cambio entre estados del búfer

Como se observa en la figura este estado transitorio no obtiene su valor final hasta el equivalente a aproximadamente 5 divisiones, lo que supone un total de $100 \mu\text{s}$. Esto habrá que añadirlo al tiempo t_H para asegurar que la medida del convertidor al final del ciclo sea correcta.

Configuración del PWM

La modulación por ancho de pulsos (PWM) tiene un reloj interno dedicado, el cual se configura para permitir un amplio rango en el periodo de los ciclos de

trabajo. El diseño propuesto trabaja con un periodo de 10 ms ($\tau_{PWM} = 10ms$) y su configuración viene determinada por la siguiente ecuación:

$$\tau_{PWM} = \tau_{UCLK} * (L_{PWM} + 1) * N_P \quad (3.3)$$

Donde τ_{UCLK} es el periodo del reloj interno del microcontrolador, L_{PWM} es el contador de 16 bits del PWM y N_P es el valor de preescalado a aplicar al periodo τ_{UCLK} . Para la obtención del periodo deseado y teniendo en cuenta que la frecuencia de trabajo del microcontrolador f_{UCLK} es de 16 MHz, L_{PWM} obtiene un valor de 40000 ($PWM2LEN = 40000$) y N_P de 4 ($PWMCON0[8:6] = 0x4$).

Para transmitir la señal del microcontrolador al búfer se configura el puerto GPIO 1.3 del micro para actuar como señal PWM de salida. Ésta señal se invierte ($PWMCON0[13] = 1$) para obtener en primer lugar la amplitud a nivel bajo (activar búfer) y en segundo lugar la señal a nivel alto (búfer en alta impedancia). Al invertir la señal consideraremos el ciclo de trabajo como el porcentaje de tiempo que la señal está en nivel bajo, en vez de a nivel alto.

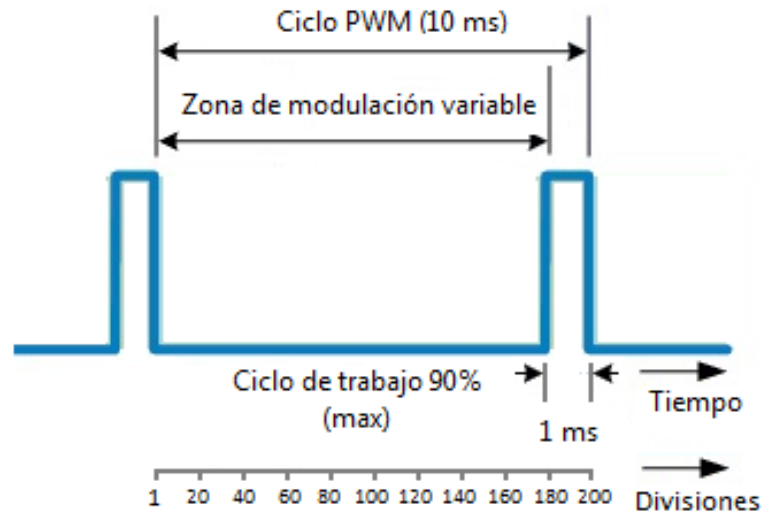


Figura 3.4: Representación de un ciclo PWM

Para obtener una medición precisa de la potencia inyectada en cada momento se propone dividir el periodo de la modulación en 200 partes, de las cuales una mayoría servirán para la inyección adaptativa de potencia y las demás divisiones permitirán una buena lectura del convertidor. Como se ha detallado anteriormente, para asegurar que el ADC obtenga medidas fiables hay que asegurar que el nivel alto de amplitud sea superior a $t_H + 100 \mu s$ es decir: $t_{HIGH} > 868 \mu s$. Por

lo tanto se debe dar un margen de por lo menos $868 \mu s$, lo que corresponde a un mínimo de 18 divisiones de periodo. No obstante, se ha comprobado que el porcentaje de error es notorio hasta aproximadamente un tiempo de 1 ms. Es por ello que para asegurar un funcionamiento más preciso se dedicarán 20 divisiones a esta tarea, lo que significa que el ciclo de trabajo no puede superar las 180 divisiones (90 %).

En la figura 3.4 se ve representado el ciclo de PWM descrito con un ciclo de trabajo máximo. El ciclo de trabajo se define en el rango de la zona de modulación variable y teniendo en cuenta las 20 divisiones dedicadas a obtener una medida correcta del ADC, sus valores posibles pueden abarcar de 1 a 180 divisiones de periodo (0.5 % a 90 % del ciclo de trabajo).

Para la lectura de la medida del convertidor se lee el registro ADC1DAT en la rutina de interrupción del PWM. Seguidamente, se activa un flag de activación para permitir la nueva reconfiguración del ciclo de trabajo.

Configuración del ciclo de trabajo

Como se ha expuesto anteriormente, el ciclo de trabajo de la modulación por ancho de pulsos define la potencia inyectada a cada periodo t_{PWM} en el resistor R_{pt} y se configura a cada interrupción del PWM, es decir, cada vez que finaliza el periodo de señal. De esta manera, se consigue adaptar la potencia necesaria a cada período para mantener constante la temperatura del resistor de platino.

El cálculo de la potencia, por lo tanto, será la suma de los componentes de señal a nivel alto y a nivel bajo. Si se tiene en cuenta que el número total de divisiones del periodo PWM es 200, se deduce que en un periodo de señal se inyecta un nivel de potencia alto P_{HIGH} un número X de divisiones del periodo de señal PWM y un nivel de potencia inferior P_{LOW} el número de divisiones restantes $(200-X)$, es decir:

$$P_{PWM} = \frac{X * P_{HIGH}}{200} + \frac{(200 - X) * P_{LOW}}{200} \quad (3.4)$$

Esta será la medida que nos interese monitorizar, ya que supone la potencia inyectada en el resistor RTD para cada periodo de señal.

La programación de esta etapa se ha hecho con la intención de mantener un flujo continuo de potencia. Para ello, la variable X que determina la potencia final entregada al circuito es la variable que se reconfigura a cada interrupción de la señal PWM y su valor sólo podrá diferir en una unidad al último valor dado.

Por ejemplo, si la señal en el nodo V_N es superior a V_{THRESH} el siguiente valor de X será X+1 siempre que X no fuera el valor máximo (180), en ese caso, X se mantendría en el valor máximo. Por lo contrario, si el valor medido en el nodo V_N es inferior a V_{THRESH} , el siguiente valor de X será X-1 siempre que X no sea el valor mínimo (1), en ese caso, X se mantendría en el valor mínimo.

Para definir el rango de potencia que se puede inyectar, se definen en primer lugar las potencias al activar el búfer P_{HIGH} y al desactivarlo P_{LOW} :

$$P_{HIGH} = \frac{(V_D - V_{OL})^2}{R_{pt}} = 200,21 \text{ mW} \quad (3.5)$$

$$P_{LOW} = \frac{(V_D - V_N)^2}{R_{pt}} = 62,59 \text{ mW} \quad (3.6)$$

Donde V_{OL} es el voltaje de salida que impone el búfer cuando se encuentra activo y en su entrada obtiene una señal a nivel bajo. Este valor viene determinado por el fabricante y obtiene un valor típico de 0.42 V. No obstante, en las medidas en el laboratorio se obtuvo un valor de 0.35 V. Por otra parte, V_N representa el voltaje medido en el nodo. Su valor se obtiene aplicando el método de nodos en el circuito de la figura 3.1:

$$\frac{V_N}{V_D - V_N} = \frac{R_0}{R_{pt}}; \quad V_N = 2,40 \text{ V} \quad (3.7)$$

El valor de V_N constituye el voltaje que habrá que mantener constante para que no varíe la temperatura de R_{pt} , para el cual se ha tenido de referencia el valor a 20°C. El valor para dicho resistor a esa temperatura medido en el laboratorio es de 108 Ω . Por lo tanto, el rango de potencia a inyectar para una temperatura del resistor de platino de 20°C es:

$$P_{MAX} = \frac{180 * P_{HIGH}}{200} + \frac{(200 - 20) * P_{LOW}}{200} = 186,45 \text{ mW} \quad (3.8)$$

$$P_{MIN} = \frac{1 * P_{HIGH}}{200} + \frac{(200 - 1) * P_{LOW}}{200} = 63,28 \text{ mW} \quad (3.9)$$

Con este rango de potencia y con 180 posibles niveles de potencia se puede inferir que el mínimo incremento de potencia es:

$$P_{STEP} = \frac{P_{MAX} - P_{MIN}}{180} = 124,87 \text{ mW} \quad (3.10)$$

3.3.3. Transmisor/receptor asíncrono universal

La UART es el componente que permite enviar datos al computador. Se ha diseñado para permitir la mayor velocidad de envío de información a la computadora ya que su ejecución se realiza a cada interrupción del ciclo de PWM, es decir, cada 10 ms. Así pues, se configura a 115200 bauds/s y con una longitud de datos de 8 bits.

Para enviar los datos del nivel de potencia X de cada periodo de tiempo, este valor se carga en un vector de longitud 12 y si el búfer de transmisión de la UART está vacío, se le envía el contenido de dicho vector mediante un bucle de longitud 12. Finalmente, a través de RealTerm, un software para comunicaciones serie/TCP, se obtiene el valor en nuestra computadora.

3.3.4. Pruebas con el sensor esférico

Inicialmente se pretendía controlar la totalidad del sensor esférico descrito en el capítulo anterior. No obstante, se ha experimentado una limitación importante en la adaptación de nuestro sistema al sensor. El sistema descrito hasta el momento responde a las necesidades para el control de potencia de un canal con un resistor de platino asociado, en cambio, para controlar el sensor esférico se requiere la implementación de este control en un mínimo de 3 canales diferentes (2 hemisferios y un núcleo) con sus respectivos resistores de platino asociados. Debido a que nuestro microcontrolador solo dispone de dos convertidores analógico a digital, se planteó la posibilidad de multiplexar la entrada de uno de estos convertidores para poder medir dos canales diferentes. De hecho, esta es una especificación que cumple nuestro convertidor. No obstante, una vez se ha puesto en práctica, la señal leída por el ADC presentaba valores intermedios entre los dos canales de entrada. Es decir, si para un canal el valor medido en voltios era 2.1 y en el segundo canal era de 2.2, el convertidor leía valores intermedios entre estos dos valores de manera aleatoria.

Esta limitación ha sido determinante ya que finalmente no se ha podido controlar la totalidad del sensor. No obstante, sí se han podido hacer las pruebas pertinentes controlando los 2 hemisferios del sensor y también un hemisferio y su núcleo asociado.

De esta manera, a continuación se describen los procesos para adaptar nuestro sistema al sensor esférico y posteriormente se exponen las condiciones para las pruebas finales así como el equipo utilizado para ello.

Adaptación al sensor esférico

Debido a que solo se ha logrado la lectura simultánea de dos canales, la adaptación de nuestro sistema al sensor esférico es sencilla. Teniendo en cuenta que en la figura 3.1 se representa el esquema para el control de un sector, para el control de dos sectores se replica el mismo circuito conectando la salida del segundo circuito al convertidor disponible y controlando el segundo búfer con el puerto GPIO 1.7 del microcontrolador. En cuanto al control de potencia, este se hace activando uno de los dos módulos PWM restantes.

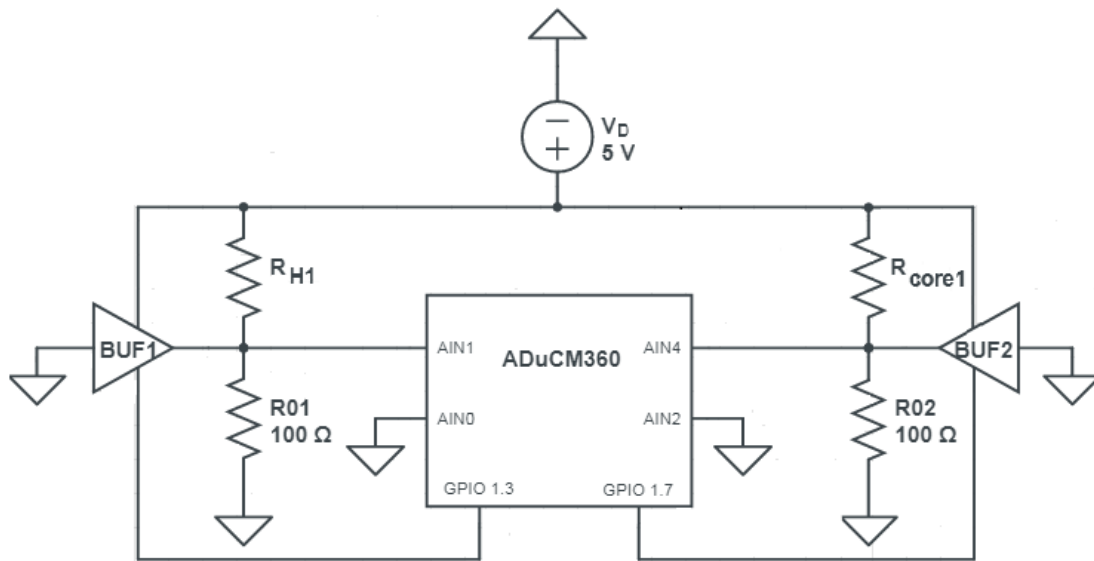


Figura 3.5: Esquema circuital controlando dos sectores del sensor

El nexo de unión entre nuestro sistema y el sensor esférico son los resistores de platino. Para las medidas con el sensor se sustituye el resistor de platino de nuestro sistema y en su lugar se conecta el terminal del sensor con el resistor de platino correspondiente. De esta manera se puede controlar tanto los dos hemisferios (R_{H1} , R_{H2}) como los dos núcleos correspondientes (R_{core1} , R_{core2}). En la figura 3.5 se muestra el caso conectando el terminal de un hemisferio (R_{H1}) y el de su núcleo asociado (R_{core1}).

Equipo utilizado

Para las mediciones de nuestro sistema con el sensor esférico se ha hecho uso de un túnel de viento consistente en una cámara hipobárica de acero inoxidable que permite obtener unas condiciones de baja presión y una dinámica de aire

controlada. Estas medidas se han realizado a una presión de 25 mBar, es decir, aproximadamente un 2.5% de la presión terrestre a nivel del mar. El hecho de existir tan poco aire dentro del tanque permite la obtención de medidas libres de perturbaciones generadas por la convección libre. Por lo tanto, el control de potencia tratará de compensar la acción del elemento externo que fuerce el proceso de convección, que para este caso será un ventilador. En la figura 3.6 se muestra el túnel de viento utilizado.



Figura 3.6: Fotografía del túnel de viento utilizado para las pruebas

Para asegurar que el flujo de aire sea uniforme dentro del tanque se utiliza un panel de celdas llamado *honeycomb*. Este elemento consigue reducir la turbulencia dentro del túnel de viento forzando la propagación homogénea del fluido y consiguiendo de esta manera un comportamiento laminar del mismo.

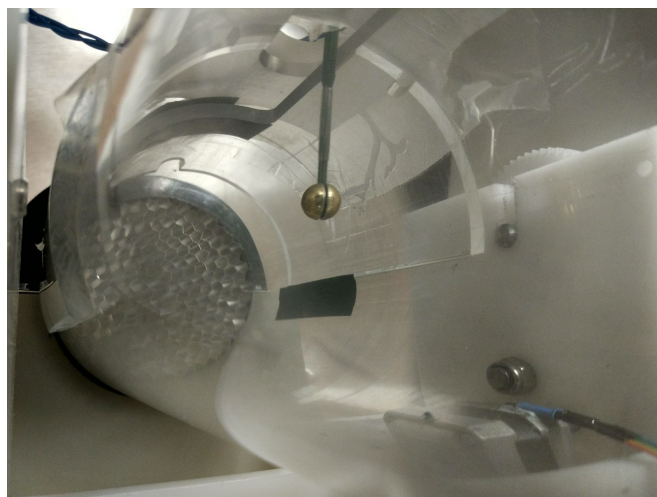


Figura 3.7: Fotografía de la configuración en el interior del túnel de viento

En la figura 3.7 se muestra una fotografía del interior del túnel de viento donde se puede observar la configuración utilizada para los experimentos realizados. En primer lugar se observa el sensor esférico, situado el centro geométrico del cilindro por donde fluye el aire. Por otra parte se puede observar el panel de celdas ubicada en el fondo de la imagen.

Capítulo 4

Resultados

En este capítulo se muestra el procedimiento llevado a cabo para probar el sistema de control propuesto. Para ello se muestra en primer lugar el objetivo a cumplir con cada experimento y las condiciones del mismo. Seguidamente se procede a evaluar los resultados obtenidos y finalmente se realiza una comparativa con el sistema de control ya implementado en la UPC.

Experimentos realizados

Los experimentos realizados pretenden comprobar que el sistema de control de potencia puede mantener constante la temperatura objetivo de los elementos calientes a partir de las variaciones producidas en la velocidad del viento. Para dichas variaciones se regulará el voltaje del ventilador presente en el tanque.

Por culpa de la limitación que supone el hecho de poder realizar únicamente dos controles a la vez, las comparaciones con los sistemas de control ya implementados para el sensor de viento tendrán un comportamiento desigual: al no poder calentar todos los elementos del sensor, la potencia inyectada en una de sus partes deberá compensar las pérdidas de calor de la parte opuesta, incrementando así su valor de manera notable. Además, debido al mismo motivo, el tiempo necesario para alcanzar la temperatura de operación deseada debe ser mayor, provocando que el sistema sea considerablemente más lento.

Teniendo esto en cuenta, se proponen dos experimentos comprobar el funcionamiento del control de potencia:

Primer experimento: estabilidad en la medida y tiempo de transición

En primer lugar se propone monitorizar durante un largo periodo de tiempo la potencia inyectada al sistema descrito en la figura 3.5, es decir, conectando a nuestro sistema uno de los hemisferios y su núcleo asociado. Se ha escogido esta configuración ya que es la más próxima a un funcionamiento apropiado del sensor al poder calentar uno de sus sectores (hemisferio y núcleo) por encima de la temperatura ambiente y obteniendo así que la gran mayoría de variación térmica dentro del sector se deba al proceso de convección.

Para esta prueba se deja actuar al sistema calentando el hemisferio y su núcleo 8.4 K por encima de la temperatura ambiente ($\Delta T = 8.4$ K) durante un tiempo de 15 minutos con una alimentación del ventilador de 6V. Una vez transcurrido este tiempo se incrementa el voltaje del ventilador hasta los 12V, subiendo así la velocidad del viento en el tanque. Este experimento pretende determinar la estabilidad de la medida con un nivel constante de viento y también la respuesta temporal a los cambios de velocidad del mismo.

A continuación se muestran los resultados relativos de inyección de potencia: en primer lugar para el hemisferio y posteriormente para el núcleo:

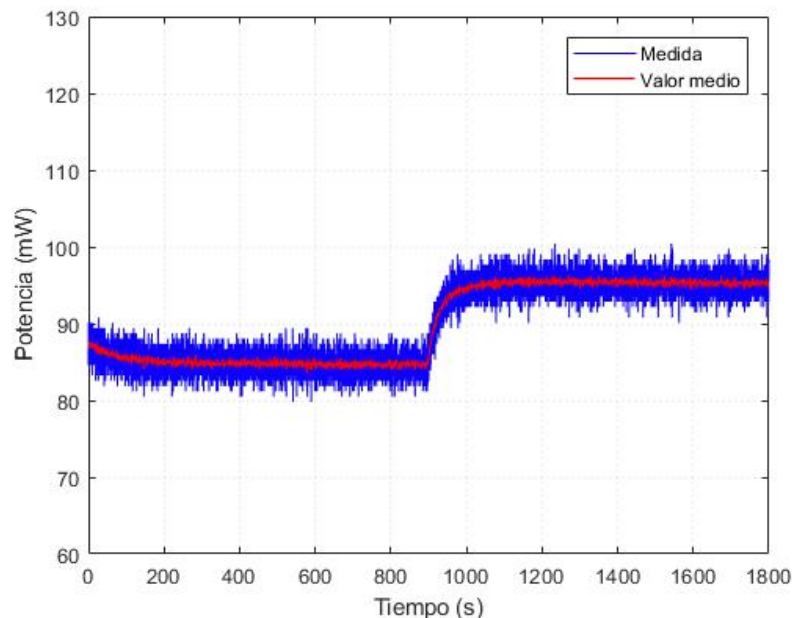


Figura 4.1: Inyección de potencia en el hemisferio 1 en el primer experimento

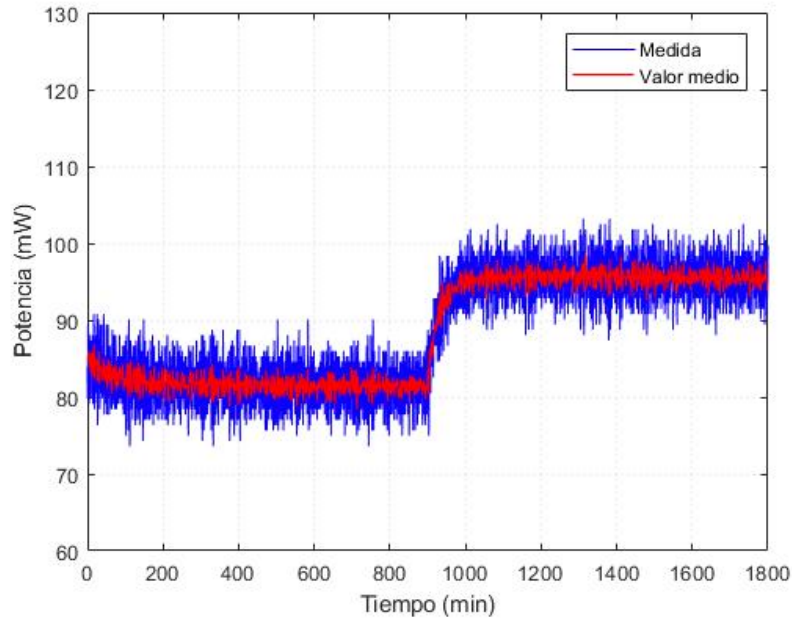


Figura 4.2: Inyección de potencia en el núcleo 1 en el primer experimento

Se puede observar que hay diferencias notables en cuanto a la estabilidad de la medida en el caso del hemisferio y del núcleo: el rango de oscilación de las medidas en el hemisferio (figura 4.1) es inferior al caso del núcleo (figura 4.2). Además, la media temporal a un segundo (línea roja) es mucho más estable en el primer caso. Esto encuentra su explicación en el fenómeno que se produce al calentar solamente una parte del sensor: el hemisferio caliente encuentra una mayor estabilidad térmica ya que el núcleo, que es su elemento adyacente, se encuentra a la misma temperatura. En cambio, el núcleo debe calentar también el sector opuesto del sensor que al no tener alimentación tiende a enfriarse. Este proceso produce una descompensación térmica en comparación con el primer hemisferio y las medidas resultantes no resultan tan certeras. Por este motivo se considera que los resultados más fiables suponiendo una alimentación incompleta del sensor son las del hemisferio al cual se inyecta potencia.

De este modo, teniendo en cuenta el valor medio de las medidas en el hemisferio se percibe una estabilidad notable. Además, se observa claramente como al cabo de 15 minutos de experimento (900 segundos en la gráfica) se produce el incremento en la velocidad del viento, subiendo así la potencia inyectada a un nivel superior. Este incremento en la potencia inyectada tiene su final al cabo de unos 150 segundos. Este tiempo, como se ha explicado anteriormente, se vería reducido en gran medida con una correcta alimentación de todas las partes del sensor.

Segundo experimento: medidas con velocidad de viento variante

Una vez se ha comprobado que el sistema es capaz de percibir los cambios en la velocidad del viento se pretende comprobar si es posible medir saltos de magnitud inferiores y con intervalos más cortos. Además, se pretende comprobar la transición en estados de más a menos potencia inyectada. Finalmente se compara el resultado obtenido con el sistema previamente desarrollado en la UPC.

Para este experimento se pretende calentar el hemisferio 1 y su núcleo asociado a la misma temperatura que el experimento anterior ($\Delta T = 8.4$ K) con incrementos en el voltaje del ventilador de 3V. Para ello se partirá de un voltaje del ventilador de 6V hasta llegar a los 15V, con intervalos de 3V. Posteriormente se reducirá el voltaje hasta volver a llegar a los 6V con los mismos intervalos. Además, el tiempo entre cambio será de 7 minutos. Por otra parte, para asegurar que el nivel de ruido en el núcleo no esté causado por nuestro sistema se intercambian los terminales R_{H1} y R_{core1} en el sistema de la figura 3.5.

A continuación se muestran los resultados para el control de potencia en el hemisferio y seguidamente para el núcleo.

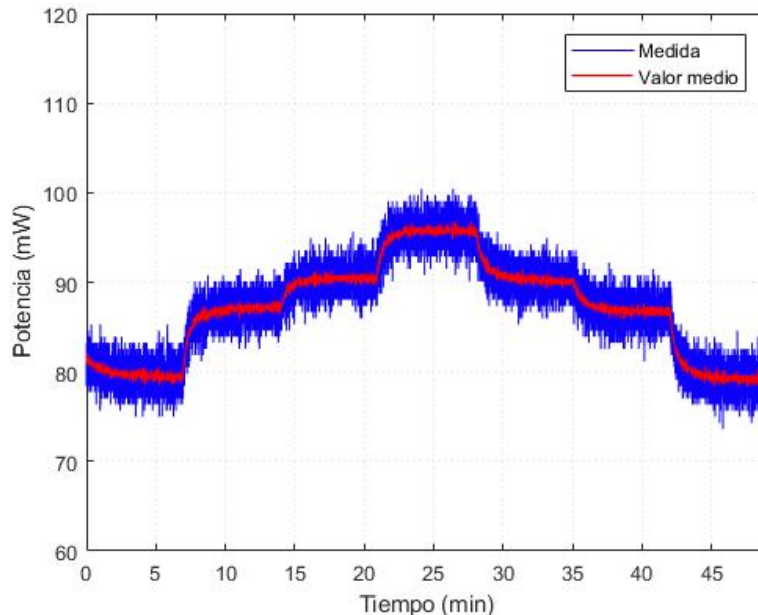


Figura 4.3: Inyección de potencia en el hemisferio 1 en el segundo experimento

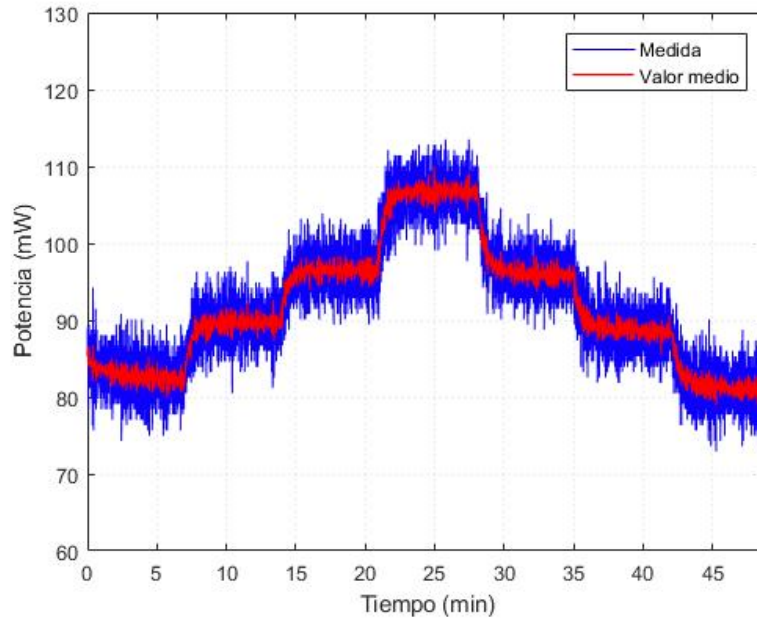


Figura 4.4: Inyección de potencia en el núcleo 1 en el segundo experimento

Se observa el mismo componente de ruido presente en el hemisferio y el núcleo con el cambio de los terminales. Esto confirma la suposición descrita anteriormente que indica la descompensación entre el núcleo y el hemisferio, por lo tanto, se supone que una correcta implementación de todos los componentes del sensor incrementaría las prestaciones del mismo en cuanto a resolución y rapidez.

Por otra parte se confirma la aparición de los 4 niveles distintos de potencia inyectada para los 4 valores de la velocidad de viento forzados, que se repiten en caso de volver a ese nivel de flujo. Los flancos de bajada muestran el comportamiento contrario a los flancos de subida con la componente exponencial de señal invertida, por lo tanto se demuestra el buen funcionamiento en ambas transiciones.

En este caso se muestra el eje temporal en minutos. Esto es así para tener una mejor comparativa con el funcionamiento del sistema anterior desarrollado en la UPC para el sensor esférico. El funcionamiento de dicho sistema se muestra a continuación mediante los resultados de un experimento llevado a cabo con el mismo sensor esférico. En este experimento se lleva la temperatura de un hemisferio del sector y los dos núcleos a un incremento $\Delta T = 6.9$ K. A un tiempo $t = 0$, el control de potencia para el hemisferio restante se activa ($\Delta T = 6.9$ K). Las muestras de potencia mostradas son el promedio obtenido de cada 1000 muestras a una frecuencia de trabajo de 20 kHz [2].

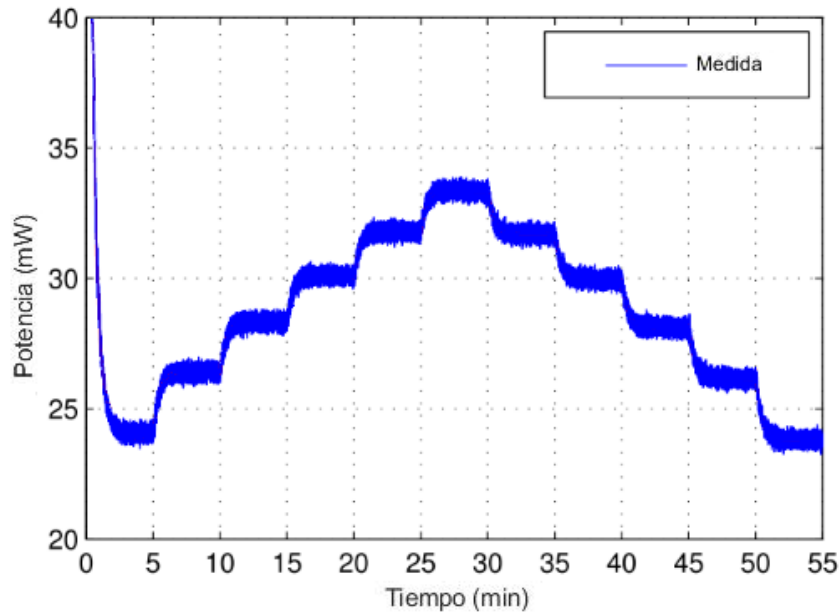


Figura 4.5: Experimento de control desarrollado en la UPC

Comparativamente se puede ver que el nivel inyectado de potencia es mucho menor con esta configuración. Esto es debido a que la potencia requerida para calentar el hemisferio es inferior cuando el resto de componentes del sensor también se controlan para esa temperatura objetivo. Por otra parte, se observa que el nivel de ruido es inferior. No obstante, teniendo en cuenta las características de ambos sistemas y el coste de cada uno se infiere que es posible la implementación de un sistema de control de potencia con prestaciones similares a las ya obtenidas en proyectos anteriores con una electrónica mucho más simple y un precio mucho más ajustado.

Capítulo 5

Presupuesto

Este capítulo pretende dar una aproximación a los costes de producción del sistema descrito en este proyecto. Para ello se evaluarán en primer lugar los elementos requeridos para el prototipo presentado y posteriormente se tendrá en cuenta el coste de producción en horas de trabajo. Finalmente se presenta el presupuesto utilizado en sistemas anteriores para determinar la viabilidad económica del proyecto propuesto.

Presupuesto dedicado a los componentes del prototipo

| PRECIO DE LOS COMPONENTES | |
|---|-----------------|
| COMPONENTE | PRECIO |
| EVAL-ADuCM360 (x1) | 98.62 € |
| 74ABT244N (x10) | 5.3 € |
| Resistor de platino 100 Ω (x2) | 20 € |
| Resistor de película metálica 100 Ω (x2) | 2 € |
| Protoboard y cables | 40 € |
| PRECIO TOTAL | 165.92 € |

Tabla 5.1: Presupuesto destinado a los componentes

Presupuesto dedicado a los costes laborales

| SUELDOS | | | |
|------------------|--------------|-------|--------|
| CATEGORIA | SUELDO MEDIO | HORAS | PRECIO |
| Ingeniero Junior | 10 €/h | 630 | 6300 € |

Tabla 5.2: Presupuesto destinado a costes laborales

Presupuesto en sistemas anteriores

| PRECIO DE LOS COMPONENTES | |
|-----------------------------|----------------|
| COMPONENTE | PRECIO |
| PXIe-1073 (x1) | 1380 € |
| FPGA PXI-7853R (x1) | 8127 € |
| NI-9265 (x1) | 433 € |
| Cables para instrumentación | 500 € |
| PRECIO TOTAL | 10440 € |

Tabla 5.3: Presupuesto destinado a los componentes en sistemas anteriores

En la tabla 5.1 podemos ver reflejados los costes de los componentes utilizados en este proyecto. El primer elemento (EVAL-ADuCM360) lo conforma la placa de evaluación del microcontrolador utilizado (ADuCM360) y es el elemento más caro del sistema. En segundo lugar se considera el búfer 74ABT244N, con un coste unitario de 53 centimos de euro. Además, hay que tener en cuenta los resistores utilizados así como los elementos para interconectar dichos elementos, obteniendo un precio total aproximado de 165.92 €.

En segundo lugar se evalúan los costes laborales dedicados a la investigación y desarrollo del sistema propuesto. El proyecto tuvo sus inicios en la segunda semana de septiembre de 2017 y se alargó hasta finales de enero de 2018, lo que supone un total de 360 horas si se calcula una media de 5 horas diarias. Para obtener el precio final dedicado a costes laborales se tiene en cuenta un sueldo medio para un ingeniero junior de 10 €/h.

Seguidamente se evalúa el presupuesto destinado al sistema anterior a esta tesis desarrollado en la UPC, el cual asciende aproximadamente a 10440 € (tabla 5.3). Por otra parte, debido a la inexistencia de un registro claro sobre los costes laborales dedicados a dicho proyecto no se puede obtener una valoración completa sobre sus costes finales. No obstante, debido a que su realización implicó el trabajo de varias personas se presume un coste laboral mucho mayor en comparación con el presupuesto presentado en la tabla 5.2.

Por lo tanto, es fácil deducir las grandes diferencias de presupuesto entre ambos proyectos. Se puede ver como los costes de los componentes del sistema propuesto en esta tesis son aproximadamente 60 veces inferiores a los costes derivados del sistema anterior. Además, se presumen unos costes muy superiores en cuanto a costes laborales en el antiguo proyecto, lo que permite inferir que el sistema descrito en esta tesis es viable económicamente.

Capítulo 6

Conclusiones y perspectiva de futuro

En este capítulo se presentan las conclusiones logradas a la finalización del proyecto. En una primera parte se analiza y justifica el cumplimiento o no de los objetivos marcados al iniciar esta tesis así como su grado de éxito. Posteriormente y para finalizar, el autor muestra una opinión personal sobre los futuros pasos a seguir para mejorar el rendimiento del sistema, así como posibles vías de investigación.

6.1. Conclusiones sobre la tesis

El inicio de este proyecto nace fruto de la necesidad de medir el viento en condiciones de baja presión con un coste inferior a los sistemas desarrollados hasta el momento y sin renunciar a un alto grado de resolución incluso trabajando a muy altas temperaturas. Es por ello que se propuso la realización de un sistema basado en una electrónica conceptualmente sencilla y con un microcontrolador operando como centro computacional del circuito. Finalmente este sistema ha resultado ser apto para un control de potencia eficiente, como reflejan los resultados de los experimentos realizados en el capítulo 4. Además, los costes del sistema propuesto en esta tesis son aproximadamente 60 veces inferiores a los sistemas utilizados hasta el momento, si bien no se ha podido igualar su rendimiento. No obstante, este proyecto partía con la principal motivación de probar si efectivamente este campo de estudio era adecuado, lo cual resulta indudable a día de hoy.

Por otra parte, este proyecto constituye un proyecto con potencial de mejora.

Debido a las limitaciones encontradas para controlar más de dos canales a la vez no ha sido posible trabajar con todas las partes operativas del sensor esférico, lo cual habría supuesto un gran paso adelante ya que se habría mejorado el rendimiento global del control propuesto, como se ha explicado en el capítulo 4.

6.2. Perspectiva de futuro

El sistema propuesto en esta tesis muestra distintas posibilidades de mejora. En primer lugar y como se ha comentado anteriormente, es necesario para un buen rendimiento del sensor que el control de potencia se efectúe en todas las partes operativas del mismo. Además, la velocidad máxima de conversión del ADC supone una limitación considerable en cuanto a la capacidad que tiene el control de potencia para actuar rápidamente. Es por ello que se sugiere un cambio en el microcontrolador utilizado en el sistema por otro que resuelva mejor estos problemas. Por otra parte, es posible que futuras implementaciones requieran una potencia de inyección mínima menor. Para lograrlo solamente hace falta sustituir el resistor $R0$ del circuito (figura 3.1) por otro de un valor inferior.

Finalmente y a modo de resumen, se concluye que el trabajo realizado en esta tesis abre el camino a una alternativa para los sistemas de medición de viento actuales para aplicaciones de baja presión, ofreciendo unas características prometedoras y a un precio mucho más económico que los sistemas presentes en la actualidad.

Apéndices

Apéndice A

Documentación del sensor esférico 3D de cuatro sectores

Spherical Wind Sensor for the Atmosphere of Mars

Lukasz Kowalski, Maria Teresa Atienza, Sergi Gorreta, Vicente Jiménez,
Manuel Domínguez-Pumar, *Senior Member, IEEE*, Santiago Silvestre, *Senior Member, IEEE*,
and Luis M. Castañer, *Senior Member, IEEE*

Abstract—A novel wind speed and direction sensor designed for the atmosphere of Mars is described. It is based on a spherical shell divided into four triangular sectors according to the central projection of tetrahedron onto the surface of the unit sphere. Each sector is individually controlled to be heated above the ambient temperature independently of the wind velocity and incidence angle. A convection heat rate model of four hot spherical triangles under forced wind has been built with finite element method thermal-fluidic simulations. The angular sensitivity of the tetrahedral sphere structure has been theoretically determined and compared with the tessellation of the sphere by four biangles. A 9-mm-diameter prototype has been assembled using 3-D printing of the spherical shell housing in the interior commercial platinum resistors connected to an extension of a custom design printed board. Measurements in Martianlike atmosphere demonstrate sensor responsiveness to the flow in the velocity range 1–13 m/s at 10-mBar CO₂ pressure. Numerical modelization of the sensor behavior allows to devise an inverse algorithm to retrieve the wind direction data from the raw measurements of the power delivered to each spherical sector. The functionality of the inverse algorithm is also demonstrated.

Index Terms—Mars, wind sensor, tetrahedral sphere, thermal anemometer, low pressure atmosphere.

I. INTRODUCTION

THE measurement of wind direction and speed at the surface of Mars has attracted much attention, especially since the rover Curiosity has landed in the crater Gale on the surface of Red Planet in August 8th 2012. On board of the planetary vehicle/robot was a meteorological station REMS (Remote Environmental Monitoring Station) including several sensors, among them a wind sensor, that has been able since then to send meteorological data to the Earth. The atmosphere of planet Mars is mainly composed of carbon dioxide, has typically a pressure in the range of 6mBar to 12mBar and a temperature ranging from 150K to 300K [1]. Among the several available methods to measure wind speed and direction, the most adequate for this application is based in thermal anemometry. Such low pressures of the atmosphere do not allow proper operation of sensors based on dynamic pressure,

Manuscript received November 20, 2015; accepted December 12, 2015. Date of publication December 17, 2015; date of current version February 10, 2016. This work was supported by the Spanish Ministry of Economy and Competitiveness under Project AYA2011-29967-C05-04. The associate editor coordinating the review of this paper and approving it for publication was Prof. Boris Stoeber.

The authors are with the Micro and Nano Technologies Research Group, Department of Electronic Engineering, Universitat Politècnica de Catalunya, Barcelona 08032, Spain (e-mail: lukasz.kowalski@upc.edu; maria.teresa.atienza@upc.edu; sergi.gorreta@upc.edu; vicente.jimenez@upc.edu; manuel.dominguez@upc.edu; santiago.silvestre@upc.edu; luis.castaner@upc.edu).

Digital Object Identifier 10.1109/JSEN.2015.2509168

as they cannot work in the range of 0.01Pa to 1Pa, that are the expected pressures at a wind speed of 1m/s to 60m/s [2]. Ultrasound based sensors require higher power and do not work at pressure smaller than 15mBar [3]. Till now the sensors based on laser and Doppler's effect have not yet been sufficiently miniaturized for this application [4], and they need a permanent presence of tracer particles to operate. The heritage of thermal wind sensors for Mars is quite substantial as Viking in 1976 incorporated the first that was able to measure wind in the surface of planet Mars [5]–[7] based on thin small cylinders covered by platinum resistors; Pathfinder in 1997 included a cylindrical thermal wind sensor [8]–[11] with heated platinum-iridium wires and MSL rover Curiosity included two booms having silicon chips heated by platinum resistors [12]–[14].

Viking sent wind data for two years while Pathfinder was able to send wind direction data only. Up to date REMS still is operational, although news came after Curiosity rover touched down the Martian ground after 253 days of space cruise, that some of the measurement chips of the two booms were damaged [15]. This has degraded performance of the wind parameters retrieval and thus a limited set of measurements are currently being sent to the Earth. Nevertheless, whirlwinds have been detected [16]. The challenge is difficult as power and mass restrictions are accompanied by the requirements of sufficient interaction with the wind and the need to protect the sensors. The spherical sensor reported here was developed as a UPC (Universitat Politècnica de Catalunya) as contribution to the project MEIGA (Mars Environmental Instrumentation for Ground and Atmosphere) [17]. Actually, the spherical wind sensor described in this paper is a heritage of the REMS Curiosity wind sensor. This is so because the concept is entirely the same as it consists on the heating of resistors above the ambient temperature. In the case of Curiosity the resistors were placed on top of silicon chips and supported by pedestals above the PCB and wire bonded. The number of heated silicon chips in REMS was 4 for every 2-D PCB and they were three of those PCB's in the boom. Moreover, there were two booms to overcome the shadow of the camera mast. The spherical wind sensor here have several advantages, being though a direct heritage of REMS: (a) it benefits from the spherical shape of the shell that ensures an axisymmetric and laminar flow around it at the Reynolds numbers expected, (b) To resolve for 3-D wind direction we only need four spherical sectors (and just four resistors) instead of three full PCB's with four resistors each, (c) all resistors are placed inside the spherical shell and hence inherently protected and

not vulnerable to wire bonding incidental break-out, (d) the characteristic length of the supporting arm is few times less than the characteristic length of the sensor whereas in REMS the boom size was several times larger than the size of the chip, (e) it benefits from the fact that the whole shell is an active part in contact with the wind flow, (f) the addition of the core resistors allows to minimize the conduction thermal losses from the shell to the supporting structure. Working with only one temperature (T_{hot}) together with the geometry isotropy significantly simplifies thermal modelling and reverse algorithm. The purpose of this paper is to describe the idea and first measurements of a spherical miniature wind sensor based also in thermal anemometry that was preliminarily introduced in reference [18].

II. SPHERICAL WIND SENSOR CONCEPT

Thermal anemometry wind sensing requires to thermally interact with the environment in such a way that heat is transferred by convection. Convection heat transfer coefficient depends on the dimensionless Reynolds and Prandtl numbers. As the Reynolds number depends on wind speed-pressure product, a measure of the heat transfer coefficient provides a measure of the wind speed. In order to measure the heat transfer coefficient h the thermal conductance to the environment must be monitored

$$h = \frac{Gth}{A} \quad (1)$$

where Gth is the thermal conductance and A is the surface coupled to the wind flow.

At the same time, the thermal conductance Gth to the environment can be simply calculated from

$$Gth = \frac{Pw}{\Delta T} \quad (2)$$

where Pw is the power delivered to a hot point setting an overheat temperature ΔT above the environment.

Thermal flow sensors have been investigated extensively for a long time. Many of the 2-D thermal flow sensors concept have been realized [19]–[22]. However to our knowledge the 3-D anemometers are built using multiple 2-D anemometers [23]. In three dimensions the wind direction can be measured by placing several 2-D wind sensors in different planes and using an inverse algorithm to retrieve the wind direction from the values of the thermal conductances, as it is the case in the REMS wind sensor [14]. This algorithm can be awkward depending on the specific geometry of the sensor and may not be equally sensitive to all angles. In this case, the spherical geometry simplifies the problem and is intrinsically 3-D.

Spherical geometry has many advantages that come from the inherent isotropy. Considering a solid sphere subject to a wind flow, the heat convection coefficient will be independent on the wind direction. Furthermore, the sphere can be splitted into several spherical sectors that can be independently controlled. The sectors that are more exposed to the wind will lose heat more than the others and hence a measurement of the difference between sectors will provide the wind direction. The wind

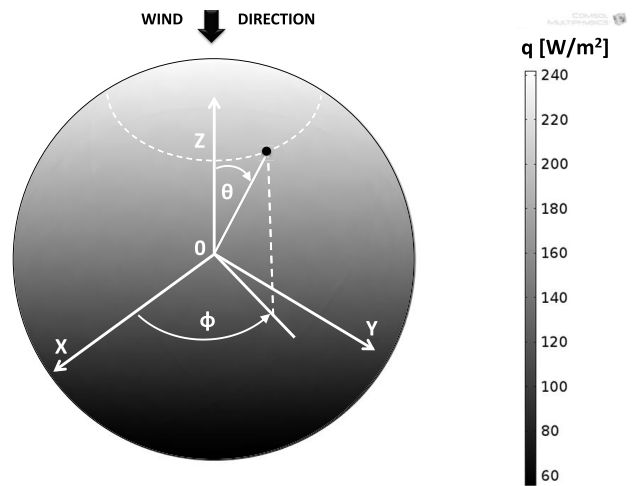


Fig. 1. FEM simulation of the local heat flux q for the hot ($\Delta T = 20K$) sphere ($D = 9mm$) under forced wind ($U = 5m/s$) coming from $-\vec{z}$ direction in carbon dioxide (CO_2) Mars-like atmosphere conditions ($P = 600Pa$ and $T_{amb} = 220K$).

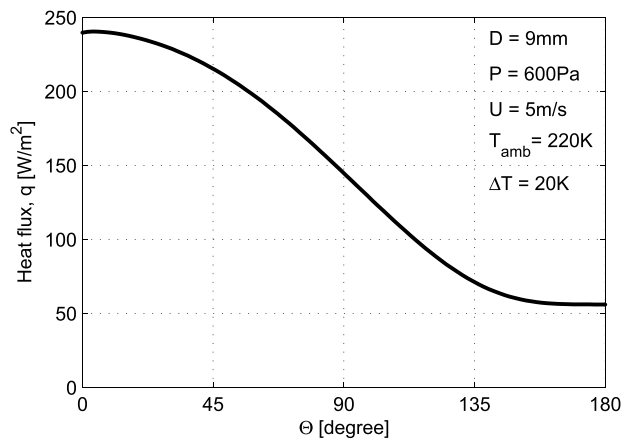


Fig. 2. Local heat flux at any point of a sphere as a function of angle Θ . Raw data extracted from the simulation shown in Fig. 1.

magnitude will be given by the heat transfer coefficient of all sectors together.

Let us first consider a sphere as shown in Fig. 1 where a COMSOL simulation of the value of the local convection heat flux q in units of $[W/m^2]$ is shown at any point identified by angles Φ , Θ . This is for the surface of the sphere considering that the flow is impinging the sphere by the uppermost point located at $\Theta = 0^\circ$ and $\Phi = 0^\circ$.

In Fig. 1 the diameter of the sphere is 9mm, the ambient pressure is 600Pa, the wind temperature is 220K, the speed of the wind is 5m/s and the temperature of the hot sphere is 240K, 20K above the wind temperature. As can be observed from Fig. 1, there is revolution symmetry around the Z-axis and in the most exposed parts to the wind is where the power delivered is greater to maintain the overheat at any point at the same value. This is clearly seen in Fig. 2 where the local heat flux q is plotted as a function of angle Θ for any value of angle Φ .

Comprehensive details of how the multi-physics simulations were performed will be addressed separately in

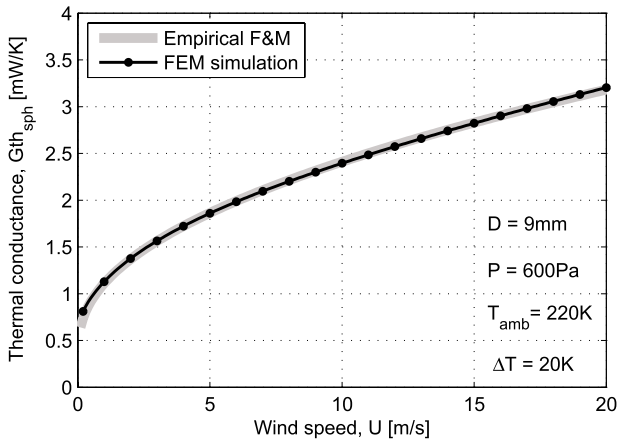


Fig. 3. Thermal conductance for the whole sphere as a function of the wind speed. Empirical model based on Feng & Michaelides (F&M) compared to FEM simulation results.

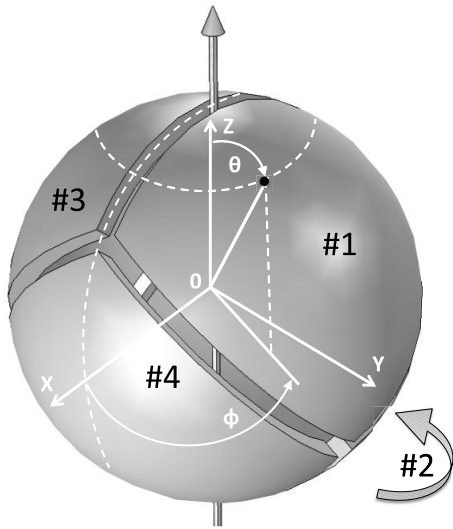


Fig. 4. Physical model of spherical shell division based on tetrahedron geometry into separated from each other four triangular sectors. Sectors: #1, #3, #4 can be seen from the picture, whereas sector #2 is in the rear of the plot. Sectors orientation according to the Cartesian coordinate system are presented as well as theoretical wind incidence point (represented by black dot) described with polar angles Θ and Φ .

a forthcoming publication. These simulation results are compared to the thermal conductance values calculated from empirical approximation of Nusselt number proposed by Feng and Michaelides [24], as shown in Fig. 3.

The thermal conductance of the sphere is independent of the wind direction due to the symmetry. Let us now describe how the wind direction can also be measured using as baseline the spherical geometry just described. This is achieved by breaking the sphere surface into spherical sectors physically separated as depicted in Fig. 4 where an example of four independent sectors is shown.

In this work, four sectors were used to solve for the two angles of the wind direction (Θ , Φ), extending the results we had using just two hemispherical sectors that allow only to solve for one angle as reported in [18]. We have considered

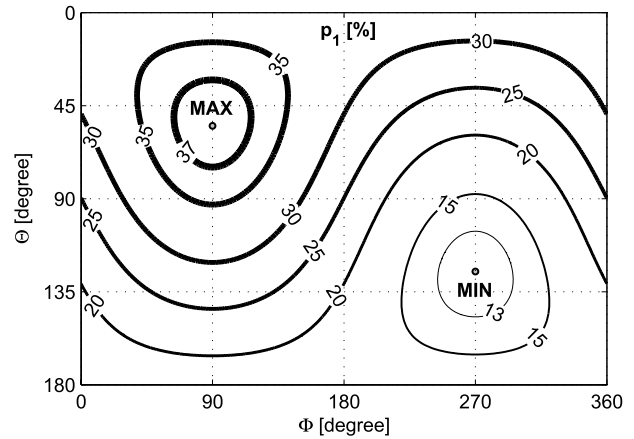


Fig. 5. Percentage of the total sphere convection heat rate transferred to the ambient by the triangular sector #1 as function of wind direction angles (Θ , Φ). Values produced from the simulation data presented in Fig. 2 according to the sector #1 orientation shown in Fig. 4.

not using more than four sectors for practical fabrication issues and because the angle sensitivity achieved with four sectors - as will be shown below - is currently above the typical requirements in Mars missions. The four sectors geometry shown in Fig. 4 are spherical triangles having the centers located at points with coordinates for sector #1 at ($\Theta = 54.74^\circ$ and $\Phi = 90^\circ$), for sector #2 at ($\Theta = 125.56^\circ$ and $\Phi = 180^\circ$), for sector #3 at ($\Theta = 54.74^\circ$ and $\Phi = 270^\circ$) and for sector #4 at ($\Theta = 125.56^\circ$ and $\Phi = 360^\circ$). This particular geometry was obtained by expansion of an exploded tetrahedron over a spherical shell.

The local heat flux integrated along the surface of each sector gives the convection heat rate \dot{Q}_i

$$\dot{Q}_i = \oint_{A_i} q \cdot dA \quad (3)$$

where q is a local heat flux along the surface A of the sector i . The total heat rate for whole sphere \dot{Q}_{sph} is given by

$$\dot{Q}_{sph} = \dot{Q}_1 + \dot{Q}_2 + \dot{Q}_3 + \dot{Q}_4 \quad (4)$$

The percentage heat share p_i which corresponds to a given sector i is

$$p_i = \dot{Q}_i / \dot{Q}_{sph} \cdot 100\% \quad (5)$$

The values of p_i are shown in Fig. 5 where the convection heat rate of sector #1 is plotted in percentage of the global heat rate of the whole sphere as a function of the direction angles of the wind vector (Θ , Φ).

As can be seen, the maximum percentage of the heat rate value is 37.84% of the total sphere and it is achieved when the wind comes from the direction ($\Theta = 54.74^\circ$ and $\Phi = 90^\circ$) - directly into the center of the sector #1 - and has a minimum of 12.15% when the wind comes from the direction ($\Theta = 125.26^\circ$ and $\Phi = 270^\circ$) - the opposite direction to the sector's central point where the other three sectors: #2, #3, #4 join together. The plot shown in Fig. 5 for sector #1 is numerically the same for the other three sectors provided

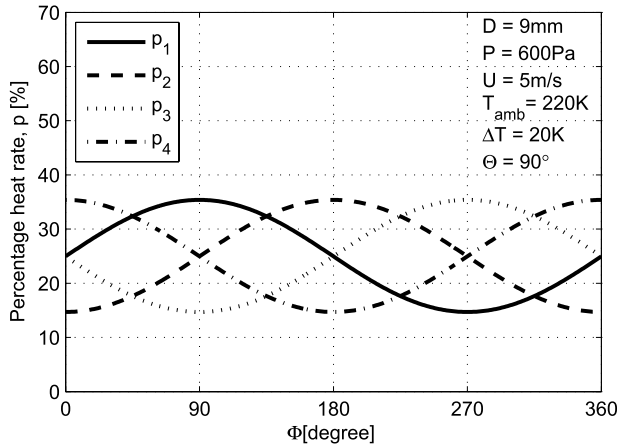


Fig. 6. Percentage of the total sphere convection heat rate which goes to each of the four sectors as a function of wind angle Φ , for $\Theta = 90^\circ$.

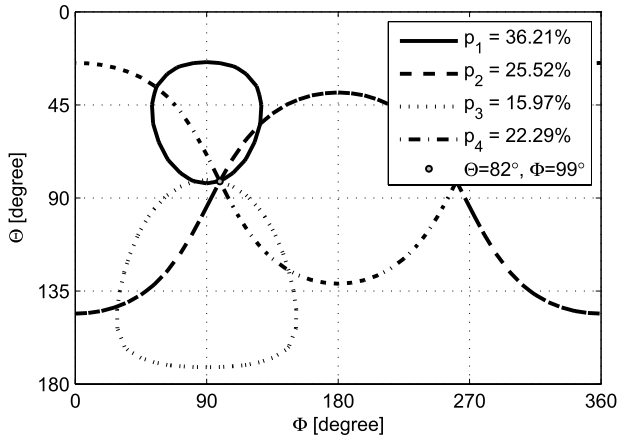


Fig. 7. Wind direction angles (Θ , Φ) as a cross point of iso-percentage convection heat rate curves for all sectors.

a proper shift in the axes for the angles Φ and Θ is performed. They are not plotted here for simplicity.

Now let's consider a case when we deal with a wind within horizontal plane, where $\Theta = 90^\circ$, and full rotation along Φ angle is considered. In that case data for sector #1 can be easily extracted from Fig. 5. This has been done also for the other three sectors and the results are shown in Fig. 6. The curves resemble shifted sinusoidal functions.

The algorithm to resolve the wind direction from the measurement of the thermal conductances of the four sectors is described in Fig. 7, where an example is illustrated for wind direction: $\Theta = 82^\circ$, $\Phi = 99^\circ$. In this figure the superposition of the plots of percentage of the heat rate of the four sectors is shown. As can be seen, there is only a point where all four plots intersect. The coordinates of this point provides the value of the angles of the wind direction and corresponds to a power split among the four sectors as follows: 36.21% goes to sector #1, 25.52% goes to sector #2, 15.97% goes to sector #3 and 22.29% goes to sector #4.

In order to find out theoretically the sensor sensitivity to the change of incidence angle we have performed the numerical calculation of the angle derivatives of the convection heat rate

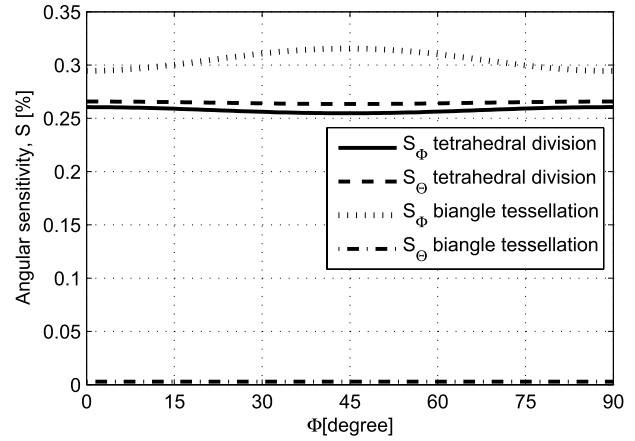


Fig. 8. Angular sensitivity plots for two type of spherical geometries division into four equal sectors. Traditional biangle tessellation has been contrasted with tetrahedral division. S_Θ and S_Φ for both geometries and wind speed of 7m/s can be observed for Φ rotation range 0° to 90° and for $\Theta = 90^\circ$.

for the four sectors that allows to calculate angle sensitivities, S_Θ and S_Φ

$$\begin{cases} S_\Theta = \frac{\left\| \frac{\partial \vec{Q}}{\partial \Theta} \right\|_2}{\dot{Q}_{sph}} \cdot 100\% \\ S_\Phi = \frac{\left\| \frac{\partial \vec{Q}}{\partial \Phi} \right\|_2}{\dot{Q}_{sph}} \cdot 100\% \end{cases} \quad (6)$$

where $\left\| \frac{\partial \vec{Q}}{\partial \Theta} \right\|_2$ and $\left\| \frac{\partial \vec{Q}}{\partial \Phi} \right\|_2$ are the norms of the heat vectors derivative given by,

$$\begin{cases} \left\| \frac{\partial \vec{Q}}{\partial \Theta} \right\|_2 = \sqrt{\sum_{i=1}^4 \left(\frac{\Delta \dot{Q}_i}{\Delta \Theta} \right)^2} \\ \left\| \frac{\partial \vec{Q}}{\partial \Phi} \right\|_2 = \sqrt{\sum_{i=1}^4 \left(\frac{\Delta \dot{Q}_i}{\Delta \Phi} \right)^2} \end{cases} \quad (7)$$

The angular sensitivities are shown in Fig. 8. The curves have been plotted for $\Theta = 90^\circ$ and for values of Φ ranging from 0° to 90° which covers the entire rotation due to the symmetry. The results show that both sensitivities S_Θ and S_Φ are very similar and very homogeneous for all rotation angles. In this example a 1° change in the wind direction angle results in relocation of 0.25% of total heat rate delivered to the whole sphere among the sectors, whereas the total heat rate remains constant. This is compared in the same figure with similar calculations for an sphere classical biangular division into four equal sectors. As can be seen in this case, the sensitivity is larger for angle Φ and not homogenous but at the same time sensitivity for Θ is very small. Those results motivated our decision to work with four sectors divided into triangular sectors as shown in Fig. 4.

Fig. 9 shows the value of the minimum sensitivity S_{min} , defined as the smallest of S_Θ and S_Φ , as a function of the wind speed for few ambient temperatures. Sensitivity of 0.2% and higher for the velocity in the range 3-20m/s are found, whereas it decreases for lower wind speed values.

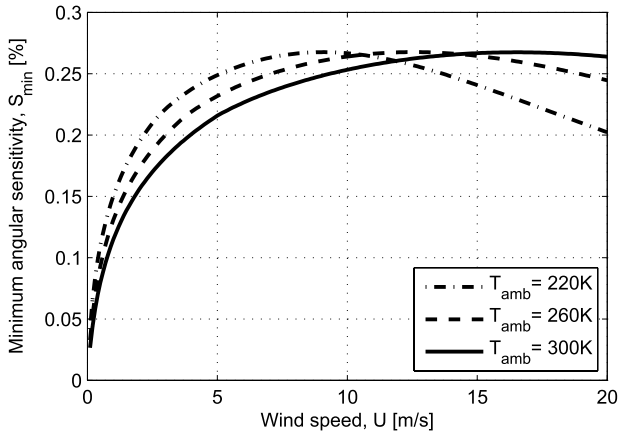


Fig. 9. Minimum angular sensitivity analysis of tetrahedral sphere structure working in CO₂ 600Pa atmosphere as a function of wind speed and for different ambient temperatures scenario at constant overhead 20°C.

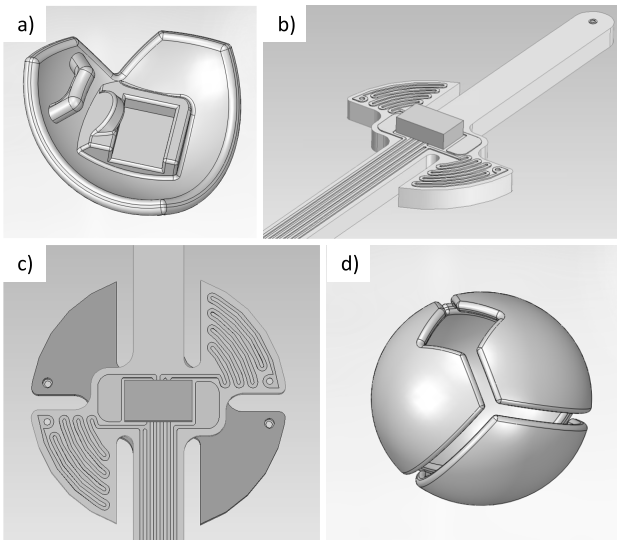


Fig. 10. Models of the spherical wind sensor components: (a) triangular sector with its interior heat resistor mold, (b) PCB with electrical layout and central core resistor, (c) union of the two PCB's where mechanical support and electrical wiring are provided for each sector, and (d) four triangular sectors assembly.

III. SPHERICAL WIND SENSOR FABRICATION

The fabrication of the wind sensor prototype includes the fabrication of the shell, the printed circuit board design, the integration and assembly of the pieces along with the platinum resistors. This is schematically drawn in Fig. 10. The spherical sectors are shown in Fig. 10(a) where software models of the outer and inner faces of the shell are depicted as well as a 3-D picture of the assembly of the four sectors Fig. 10(d). All four sectors are interchangeable with each other and are modified spherical triangles to allow the PCB to pass inside. As can be seen, the inner face of the shell includes protrusions to accommodate the platinum resistor and to hold the PCB. The part of the PCB that passes inside the shell is shown in Fig. 10(b), where the copper layout is clearly seen and also the bonding PAD's. The connection between the PAD's and the main frame of the PCB is serpentine shaped to increase the

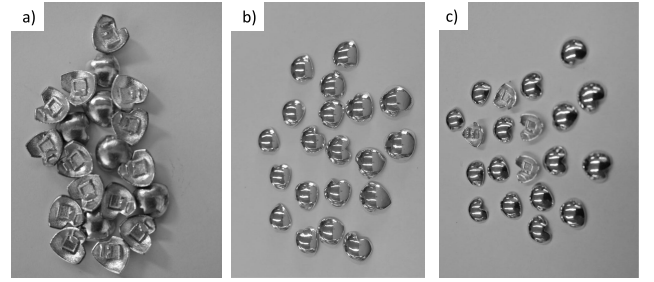


Fig. 11. Pictures of wind sensor triangular sectors: (a) made out of Silver Sterling material (alloy Au 92.5%, Cu 7.5%) in a stereo-lithography 3-D printing commercial process, (b) after tumbler polishing operations with progressive grit, and (c) after gold thin film (100nm) deposition on the outer surface. Every sector is 0.3g in weight approximately.

thermal resistance of this path. Moreover, there are also shown the connecting PAD's of a core resistor that is placed on the PCB itself and that has the function to keep the temperature of the PCB at the same temperature as the spherical shell. The printed circuit board was designed in a complementary way that once rotated 180 degree become compatible with a second PCB and creates the structure to give mechanical support and electrical wiring for the four sectors, as shown in Fig. 10(c). The PCB arm-tie has a section of 1.6mm which is much smaller compared to the characteristic length of the sphere itself (9mm in diameter). That was to provide laminar flow around the arm that would not interact largely with the measurement planes.

These specific design solution was selected on purpose to, on the one hand, separate thermally each sector from the others to avoid heat cross effects and, on the other hand, to suppress the heat conduction losses defined by

$$\dot{Q}_{cond} = \frac{T_i - T_{PCB}}{R_{th}} \quad (8)$$

where T_i is the hot point temperature of #i sector, T_{PCB} is the temperature of the central core region of the PCB and R_{th} is a thermal resistance of the path from the sector to the PCB support.

The heat conduction thermal losses \dot{Q}_{cond} are canceled when T_i and T_{PCB} have the same value (T_{hot}). More details are given elsewhere [18].

For the shell fabrication, a stereo-lithography 3-D printing process of silver 92.5% and copper 7.5% in weight, was chosen. This material provides a very high thermal conductivity and allows to achieve an homogeneous temperature distribution. The thickness of the shell is 0.5mm and the separation between sectors is also 0.5mm. Once the sectors were manufactured they were polished by using a tumbler with plastic pellets progressively going from rough to smooth until mirror finish was achieved. After that, a 100nm thin gold layer was sputtered on the outside. The process steps can be seen in Fig. 11 from manufactured (a) to polished (b) and finished (c). The gold coating and the polish process are meant to reduce radiation heat losses by lowering the surface emissivity factor as much as possible [25].

In order to control hot point temperature a thermistor whose resistance depends on temperature has been used as it also can be used as a heating resistor. Any thermistor

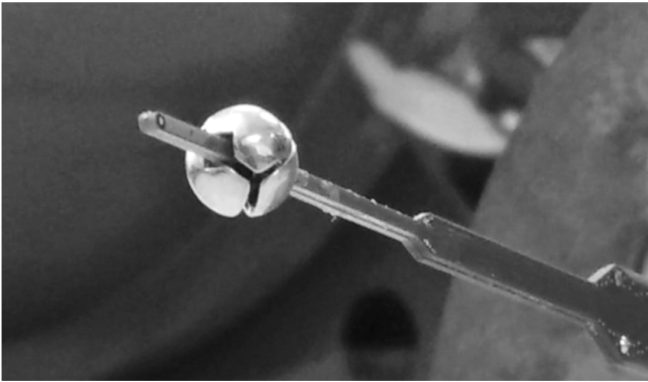


Fig. 12. Picture of the spherical ‘tetrahedral’ wind sensor prototype, taken after measurements in a Mars-like conditions.

TABLE I
MEASUREMENT CONDITIONS

| Atmosphere | CO ₂ |
|-----------------------|----------------------|
| P [mBar] | 10 |
| T _{amb} [°C] | 0, -8, -18 |
| ΔT [°C] | 25, 40 |
| U [m/s] | 1, 2, 4, 7, 10, 13 |
| Θ [degree] | 90 |
| Φ [degree] | 45, 75, 90, 105, 135 |

with linear dependence of its electrical resistivity with the temperature is suitable such as tungsten ($\alpha_W = 0.0044$), platinum ($\alpha_{Pt} = 0.00392$) or copper ($\alpha_{Cu} = 0.00386$). We have chosen platinum for this work as they are commercially available with wide variety of shapes, sizes and values. Surface mounted OMEGA Pt100 resistors having temperature coefficient $\alpha_T = 0.00385$ have been selected; SMD0603 for the spherical sectors and SMD0805 for the PCB.

A picture of the prototype assembled is shown in Fig. 12 where the outer face of the spherical sensors and the PCB passing through the inside volume can be seen. The six platinum resistors, one per each sector, and two for the PCB are hidden inside.

IV. WIND SPEED AND DIRECTION MEASUREMENTS

A substantial set of measurements were performed in the University of Aarhus Mars wind tunnel facility AWTSI, where low pressure and low temperature can be independently set [26]. The measurement conditions are described in Table I.

Temperature and pressure has been set at the beginning of each experiment. Minor drifts, though, have been observed during the experiment. In the case of the temperature, the fluctuation is below $\pm 1^\circ\text{C}$. Regarding pressure, a small vacuum leak generates a progressive drift (for the duration of the experiment) of 2mBar.

Every hot element works at constant temperature (CTA: constant temperature anemometry). Thermal control circuit implements a constant temperature operation mode using a constant voltage feedback loop [27]. Hence, the temperature of the hot elements in closed loop is independent of ambient temperature. As wind sensor belongs to meteorological station the air temperature is monitored independently and its value is used to infer the value of the

thermal conductance to the ambient. Additionally, since there are large temperature swings in Mars atmosphere, a second control loop adapts the value of the overheat temperature over the air temperature ensuring a sufficient difference.

The sensor head was placed inside the chamber and could be rotated in a horizontal plane for 90 degrees, see Fig.15. The typical set of measurements performed, was for wind speed changing every 200s. For each wind speed the rotation angle Φ was varied from 45° to 135° with intermediate values: 75° , 90° , 105° and then back to 45° before flow velocity was changed. Each measurement sequence for wind velocity and angle variation has been performed considering two overheat conditions for hot element: 25°C and 40°C . System can work either with a low or high overheat. Nevertheless, by having a higher overheat the convection heat flow is also higher as it depends linearly with the overheat temperature. What is more, by providing higher overheat value CTA system is less affected by ambient temperature variation on Mars and by the temperature fluctuation that happened inside measurement chamber during the tests.

An example set of measurement for CO₂ at $P \approx 10\text{mbar}$ and $T_{amb} \approx -18^\circ\text{C}$ and overheat $\Delta T = 40^\circ\text{C}$ is shown in Fig. 13, where values of the average power for each sector calculated during the corresponding slot of velocity and flow direction are plotted.

Fig. 13(a) shows for each velocity the raw data of the power delivered to each sector as a function of the Φ angle from 45° to 135° . As can be seen, the sensor has sufficient sensitivity to the incidence angle of the wind as the four different sectors require different amount of power to keep the same overheat temperature above the ambient.

Precisely, this difference is what is used to calculate the value of the incidence angle of the wind thereby providing direction sensitivity. This is clearly seen for the plot Fig. 13(b) or the same wind velocity $U = 7\text{m/s}$ and consecutive wind angles: 45° , 75° , 90° , 105° , 135° and back to 45° , whereas as predicted by the isotropy of the sphere the sum of the sector’s power is independent of the wind incidence angle thereby providing with the wind speed value.

For each velocity the measurement starts and finishes with the same wind direction angle 45° so it could be expected that the power readout for the same angle would be the same. However, in Fig. 13(b) it can be seen that the power for all sectors increases around 2%. We attribute this change to the 4% rise in the $P \cdot U$ product as the chamber pressure changed during experiment from 11.3mBar to 11.8mBar.

Fig. 14 shows the measured data (filtered from the raw data) of the power delivered to every spherical sector as a function of the angle of incidence and of the magnitude of wind speed.

As the experimental set up did not allow to change the angle Θ , which was fixed to 90° , the angle that we changed was Φ from 45° to 135° . We were satisfied with this range since the tetrahedral division of the sphere shows symmetry in the power readout every 90° as can be seen in Fig. 6.

Results obtained for the sector #2 are shown in Fig. 14(b). This sector has an orientation relative to the tunnel axis as shown in the inset. This is a polar plot where the radius is the value of the power. Each line corresponds to different wind

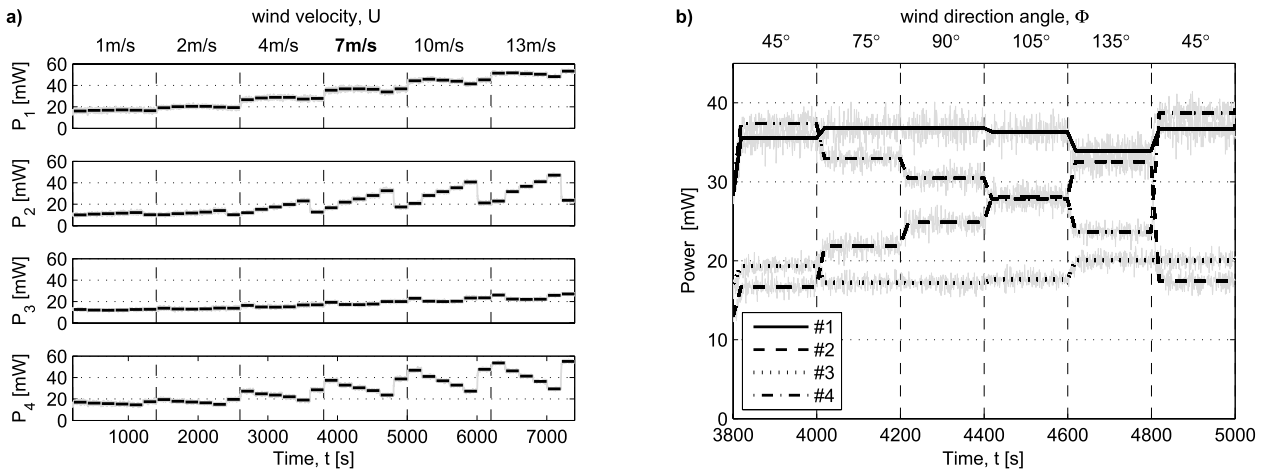


Fig. 13. Power delivered to the four spherical sectors (#1, #2, #3, #4): (a) for different wind velocities, where for each velocity (U), the specific wind direction angle (Φ) sequence [45°, 75°, 90°, 105°, 135°, 45°] was tested, and (b) zoom on the section where the wind velocity was 7m/s and only wind direction sequence is on display. Measurements performed in CO₂ atmosphere at $P \approx 10$ mBar and $T_{amb} \approx -18^\circ\text{C}$ conditions, for $\Theta = 90^\circ$ and overhear $\Delta T = 40^\circ\text{C}$.

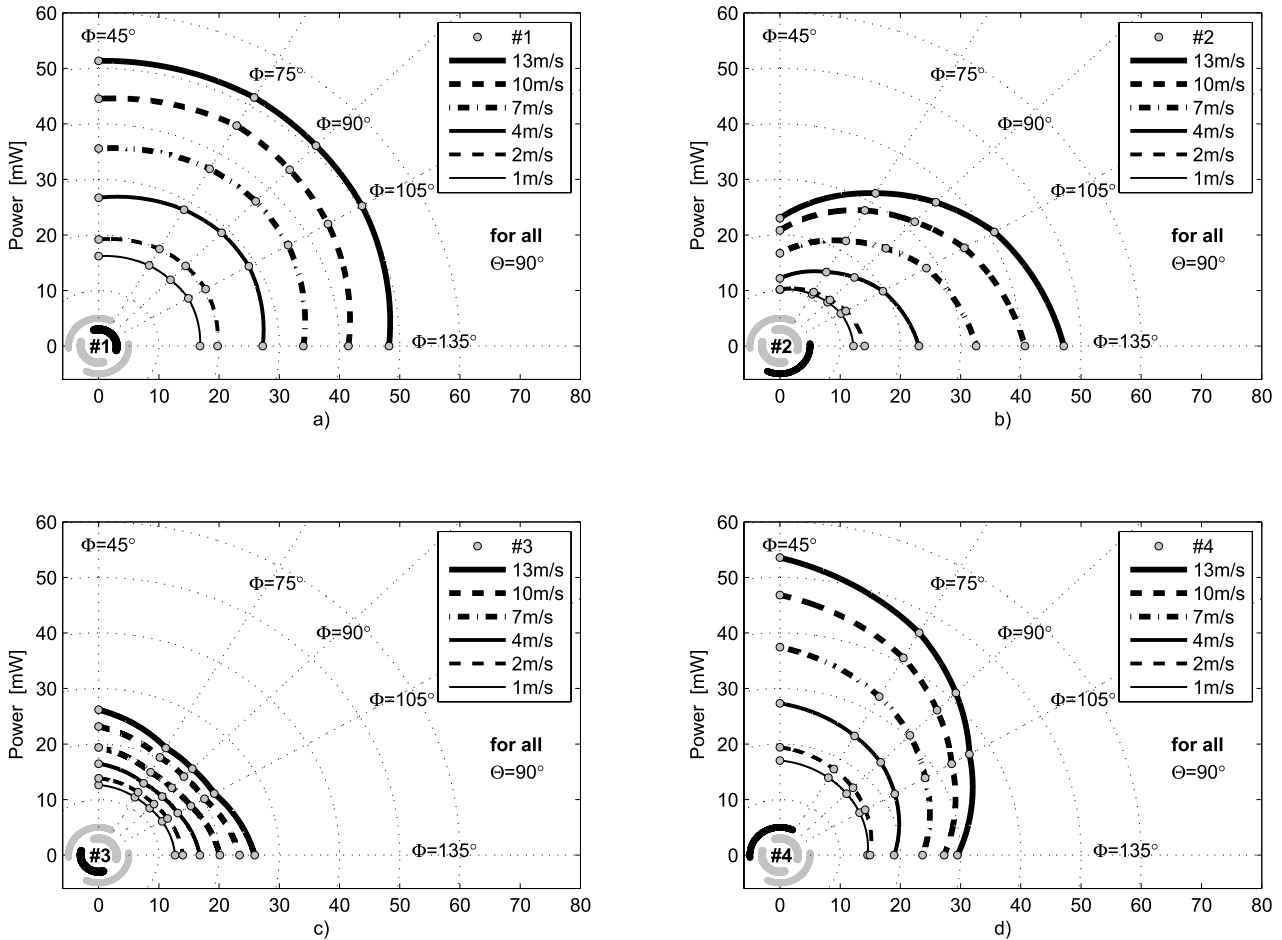


Fig. 14. Polar plot of the average power delivered to the four sectors: (a) sector #1, (b) sector #2, (c) sector #3, and (d) sector #4 as function of the wind speed and wind direction angle Φ , for $\Theta = 90^\circ$.

speeds and the data points corresponds to the various angles explored. For example, sector #2, under wind speed of 13m/s from direction $\Theta = 90^\circ$ and $\Phi = 45^\circ$, required a power

of 23mW to keep an overhear temperature of 40°C above the ambient. As can be seen, due to the position of this particular sector in the sphere shell, the power required increases as

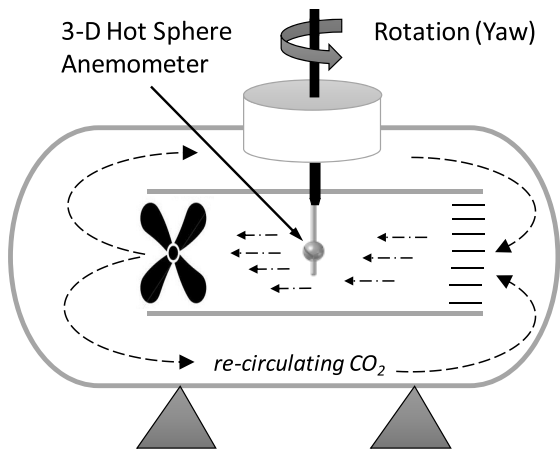


Fig. 15. Orientation of the 3-D hot sphere anemometer inside re-circulating carbon dioxide wind tunnel chamber.

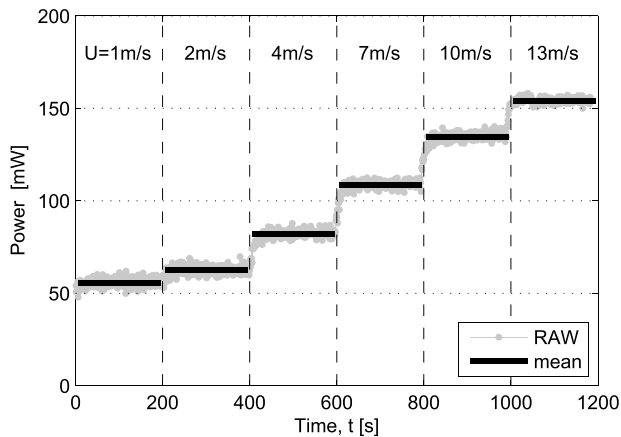


Fig. 16. Raw measurements of total power delivered to the sphere for different wind speed blowing from direction $\Phi = 45^\circ$ and $\Theta = 90^\circ$ together with mean power value calculated for each wind direction slot.

the angle increases. Similar information is shown for the other three sectors in figures Fig. 14(a), (c) and (d). This plot provide an interesting overview of the sensor behavior especially if we look at the pair of sectors with opposite location around the PCB. From pair of sectors #1 and #3 we see that when the wind blows into sector #1 it requires maximum power, whereas the opposite sector #3 demands minimum power. On the other pair of the sectors #2 and #4 we can observe that when the wind incidence angle is changing toward the center of the sector #2 its power increases whilst the same angular change results in changing wind incidence angle away from the sector #4 its power decreases. What also stands out from Fig. 14 is that power plots for different velocities but for the same angles do not cross each other.

In Fig. 16 the value of the sum of the power delivered to the four sectors is plotted as a function of time for constant wind direction angle $\Phi = 45^\circ$ and $\Theta = 45^\circ$. The wind speed corresponding to every time slot is also shown. As can be see, velocities of wind ranging from 1m/s up to 13m/s were produced at the ambient pressure of about 10mBar and at local CO_2 temperature of -18°C . A custom acquisition

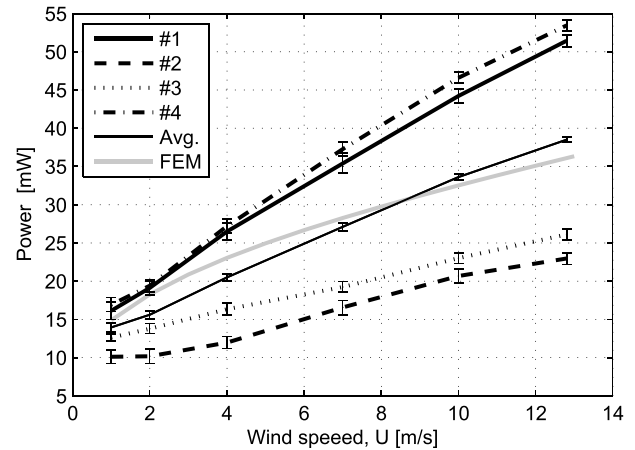


Fig. 17. Mean power delivered to each sector and average sector power demand as a function of the wind speed for wind direction $\Theta = 90^\circ$ and $\Phi = 45^\circ$. Data selected from the Fig. 13, whereas FEM curve (for average sector power) was added from multi-physic numerical simulation for the same ambient parameters. $P_{Avg.} = (P_1 + P_2 + P_3 + P_4)/4 = P_{Sph}/4$.

board that maintains the target temperature in each sector has been developed and used for the measurement. Details of the electronic circuit used and the measurement strategy will be reported separately.

The raw data shown in Fig. 16 demonstrate sensitivity to the wind speed and sufficient stability of the measurement taking into account that the ambient temperature and pressure were set at the beginning of each experiment, and some temperature and pressure drifts were recorded during measurements. As the wind velocity grows, increase in the global sphere power demand was registered.

Fig. 17 is an example of power demand for a particular sphere orientation relative to the wind direction $\Theta = 90^\circ$ and $\Phi = 45^\circ$. The mean power delivered to each sector of the sphere is plotted against the wind velocity value as well as average sector power for all sectors. In the same figure numerical simulation results obtained by Finite Element Method (FEM) were added. This multiphysics simulation was performed using COMSOL for the same ambient conditions as inside the wind tunnel chamber during the experiment. What stands out from this figure is that the power convection curve from simulation is in good agreement with experimental data obtained in measurements. Another interesting thing observed in Fig. 17 is that for all wind speeds the power drained by sectors #1 and #4 is similar and much higher than power delivered to the pair of sectors #2 and #3 (also quite the same) and this is what has been predicted for a wind direction within horizontal plane for angle $\Phi = 45^\circ$ in Fig. 6.

The algorithm to find out the wind direction from the measurement of the power of the four sectors is graphically illustrated in Fig. 18. The same algorithm has been applied for data interval from 3800s to 4000s from the measurement set shown in Fig. 13(b). Thus, percentage share of the power which corresponds to each sector has been calculated and shown in Table II.

As we took the data values for the four sectors corresponding to an experimental incidence angle set for: $\Theta = 90^\circ$ and $\Phi = 45^\circ$ and wind velocity $U = 7\text{m/s}$, we performed numer-

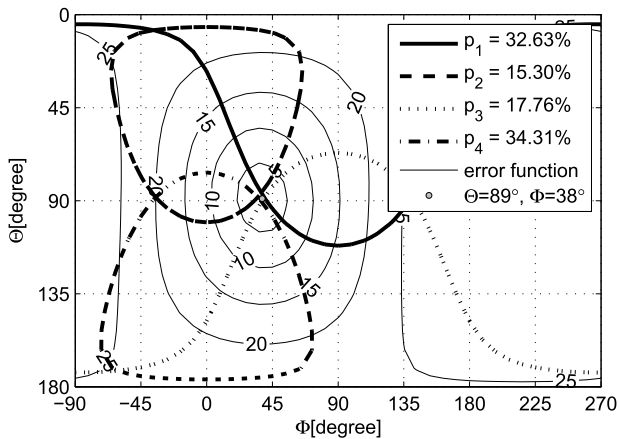


Fig. 18. Wind incidence angle discrimination from real measurement of the power delivered to four triangular sectors. Iso-percentage curves were superposed in order appoint cross section zone. Final wind incidence angle point (Θ, Φ) was determined by minimizing en error function.

TABLE II
PERCENTAGE POWER SHARE

| sector | Power [mW] | percentage [%] |
|--------|------------|----------------|
| #1 | 35.40 | 32.63 |
| #2 | 16.56 | 15.30 |
| #3 | 19.23 | 17.75 |
| #4 | 32.27 | 34.31 |
| Sph | 108.46 | 100.0 |

ical simulations for the same wind atmospheric conditions in order to reproduce the percentage plots, similarly to what we have done in Fig. 7 for every incidence angle. To verify that we can use an algorithm to retrieve the incidence angle from the measurements we have taken the values of percentage power share: p_1 , p_2 , p_3 , and p_4 from Table II, then have plotted iso-power plots for every combination of the incidence angles. In consequence, we have obtained the four plots shown in bold line in Fig. 18.

As it can be seen, there is not a single intersection point for all curves as theoretically predicted in the example shown in Fig. 7, but several intersection points for each pair of curves that are close to each other. This can be associated to different issues. Of course, fabrication and assembly tolerances may lead to non-totally ideal geometry. Moreover, the theoretical algorithm does not contemplate the protruding arm-tie, end even if the wind pass smoothly the arm-tie without as much disturbance (dipper laminar flow than for the sphere due to down-scaled its characteristic size) it may gently affect local heat flux. This is something requiring further investigation. There could also be minor temperature gradients within the shell although they are very small due to the high thermal conductivity of the silver shell (430W/mK). The predicted temperature non-uniformity is below a 0.2%. Another reason may be that the experimental conditions may have drifted from the initial settings in the experimental chamber. Some radiation losses, although very low and not considered in this simplified heat model, may have been produced some power offset. Finally, measurement errors due to long wiring set-up could sum in wind angle discrimination plot.

Therefore, in order to get the angle of incidence of the wind more precisely, we calculated the value of the mean square error between the measured values and all possible obtained from ideal FEM simulations as follows,

$$(\hat{\Theta}, \hat{\Phi}) = \underset{\substack{\Theta \in [0, \Pi] \\ \Phi \in [0, 2\Pi]}}{\text{Arg Min}} \left\| \vec{p}_m - \vec{p}_s(\Theta, \Phi) \right\|_2 \quad (9)$$

where \vec{p}_m is the vector of the percentage value of the heat rate for the measurement at unknown 3-D wind angle,

$$\vec{p}_m = \begin{pmatrix} p_1 \\ p_2 \\ p_2 \\ p_4 \end{pmatrix} \quad (10)$$

and \vec{p}_s is the vector of the percentage value of the heat rate from the FEM simulation calculated for all possible incidence angles (Θ, Φ) ,

$$\vec{p}_s = \begin{pmatrix} p_1(\Theta, \Phi) \\ p_2(\Theta, \Phi) \\ p_2(\Theta, \Phi) \\ p_4(\Theta, \Phi) \end{pmatrix} \quad (11)$$

By resolving eq. (9) we obtain the coordinates $(\hat{\Theta}, \hat{\Phi})$, which give the minimum of the function declared in this equation - that is our wind incidence angle. This error function is superimposed in the same Fig. 18 and the minimum error is found to be for angle: $\Theta = 89^\circ$ and $\Phi = 38^\circ$, within an error of 7 degrees of the experimental wind direction. At that point, it is important to mention that although experiments were limited to the wind rotation angle within the horizontal plane, the wind angle retrieval algorithm was performed for full 3-D space.

So far we have not done any experiments on the sand blowing effect on the sensor performance. However, in the same tunnel we did such experiments with the REMS sensor and not observed any deviation. The fact that this spherical sensor is more robust makes us believe that similar behavior will be observed.

V. CONCLUSIONS

A novel spherical wind sensor anemometer based on a surface shell division into four equal spherical triangles is described. The main advantage of the spherical symmetry is that the global thermal conductance does not depend on wind incidence angle. Moreover, the simulation of the local convection heat flux at any point allow to calculate the convective heat rate of any shape of spherical sector for any incidence angle of the wind. Analysis shows that 9mm diameter sphere divided into four triangular sectors according to the tetrahedron geometry scheme provides sensitivity of 0.2% and greater for wind velocity range 3-20m/s. Based on the numerical simulation inverse algorithm for wind angle discrimination was proposed. The sensor components together with an assembled prototype are shown. Spherical wind sensor was successfully tested under Martian conditions. Sensor response to the different wind speed and incidence angle was in very good agreement to

the numerical model of multi-physic simulation. Using wind direction discrimination algorithm we were able to retrieve satisfactorily three-dimensional wind angle coordinates (Θ , Φ) from preliminary measurement although conditions may have changed from the ideal sphere FEM simulation model.

REFERENCES

- [1] L. Gottesdiener, "Hot wire anemometry in rarefied gas flow," *J. Phys. E, Sci. Instrum.*, vol. 13, no. 9, p. 908, 1980. [Online]. Available: <http://stacks.iop.org/0022-3735/13/i=9/a=001>
- [2] H. P. Gunnlaugsson *et al.*, "Telltale wind indicator for the Mars Phoenix lander," *J. Geophys. Res.: Planets*, vol. 113, no. E3, pp. 1–6, 2008. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1029/2007JE003008>
- [3] C. F. Wilson, "Measurement of wind on the surface of Mars," Ph.D. dissertation, Linacre College, Oxford Univ., Oxford, U.K., 2003. [Online]. Available: <http://www.researchgate.net/publication/257261894>
- [4] J. P. Merrison, H. P. Gunnlaugsson, J. Jensen, K. Kinch, P. Nørnberg, and K. R. Rasmussen, "A miniature laser anemometer for measurement of wind speed and dust suspension on Mars," *Planet. Space Sci.*, vol. 52, no. 13, pp. 1177–1186, 2004. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/B6V6T-4DBJF3V-3/2/15a713426ac1d2c48b4a5cf6dcb664ee>
- [5] T. E. Chamberlain, H. L. Cole, R. G. Dutton, G. C. Greene, and J. E. Tillman, "Atmospheric measurements on Mars—The Viking meteorology experiment," *Bull. Amer. Meteorological Soc.*, vol. 57, pp. 1094–1104, Sep. 1976.
- [6] S. E. Larsen, H. E. Jørgensen, L. Landberg, and J. E. Tillman, "Aspects of the atmospheric surface layers on Mars and Earth," *Boundary-Layer Meteorol.*, vol. 105, no. 3, pp. 451–470, Dec. 2002. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1023/A:1020338016753>
- [7] R. Davey, T. Chamberlain, and L. Harnett, "Viking meteorology instrument sensor design analysis report," TRW Systems Group, Euclid, OH, USA, Tech Rep. METC-013, Sep. 1973.
- [8] R. Sullivan *et al.*, "Results of the Imager for Mars Pathfinder wind-sock experiment," *J. Geophys. Res., Planets*, vol. 105, no. E10, pp. 24547–24562, 2000. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1029/1999JE001234>
- [9] J. T. Schofield *et al.*, "The Mars Pathfinder atmospheric structure investigation/meteorology (ASI/MET) experiment," *Science*, vol. 278, no. 5344, pp. 1752–1758, 1997. [Online]. Available: <http://www.sciencemag.org/content/278/5344/1752.abstract>
- [10] J. Polkko *et al.*, "The NetLander atmospheric instrument system (ATMIS): Description and performance assessment," *Planet. Space Sci.*, vol. 48, nos. 12–14, pp. 1407–1420, 2000. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0032063300001197>
- [11] J. R. Murphy *et al.*, "Meteorological results from the Mars Pathfinder Lander: An overview," *Lunar Planetary Sci. Conf.*, vol. 29, pp. 1–2, Mar. 1998.
- [12] M. Domínguez *et al.*, "A hot film anemometer for the Martian atmosphere," *Planet. Space Sci.*, vol. 56, no. 8, pp. 1169–1179, 2008. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S003206330800072X>
- [13] V. Jiménez *et al.*, "Applications of hot film anemometry to space missions," in *Proc. Eurosensors XXII*, Sep. 2008, pp. 15–19.
- [14] J. Gómez-Elvira *et al.*, "REMS: The environmental sensor suite for the Mars Science Laboratory rover," *Space Sci. Rev.*, vol. 170, nos. 1–4, pp. 583–640, 2012. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1007/s11214-012-9921-1>
- [15] S. Rafkin *et al.*, "The meteorology of Gale Crater determined from MSL REMS data and mesoscale modeling," in *Proc. 8th Int. Conf. Mars*, 2014, pp. 1–2.
- [16] NASA-JPL. (Apr. 2013). *Signs of a Whirlwind in Gale Crater*. [Online]. Available: <http://mars.jpl.nasa.gov/msl/>
- [17] P. Romero, G. Barderas, J. L. Vazquez-Poletti, and I. M. Llorente, "Spatial chronogram to detect Phobos eclipses on Mars with the MetNet Precursor Lander," *Planet. Space Sci.*, vol. 59, no. 13, pp. 1542–1550, Oct. 2011. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0032063311002091>
- [18] L. Kowalski, V. Jiménez, M. Domínguez-Pumar, S. Gorreta, S. Silvestre, and L. Castañer, "Low pressure spherical thermal anemometer for space missions," in *Proc. IEEE SENSORS*, Nov. 2013, pp. 1–4.
- [19] B. W. van Oudheusden and A. W. van Herwaarden, "High-sensitivity 2-D flow sensor with an etched thermal isolation structure," *Sens. Actuators A, Phys.*, vol. 22, nos. 1–3, pp. 425–430, 1990.
- [20] J. Robadey, O. Paul, and H. Baltes, "Two-dimensional integrated gas flow sensors by CMOS IC technology," *J. Micromech. Microeng.*, vol. 5, no. 3, pp. 243–250, 1995.
- [21] K. A. A. Makinwa and J. H. Huijsing, "A smart wind sensor using thermal sigma-delta modulation techniques," *Sens. Actuators A, Phys.*, vols. 97–98, pp. 15–20, Apr. 2002. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0924424702000341>
- [22] A. S. Cubukcu, E. Zernickel, U. Buerklin, and G. A. Urban, "A 2D thermal flow sensor with sub-mW power consumption," *Sens. Actuators A, Phys.*, vol. 163, no. 2, pp. 449–456, 2010. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0924424710003705>
- [23] S. A. Sherif and R. H. Pletcher, "A normal sensor hot-wire/film probe method for the analysis of three-dimensional flows," *Flow Meas. Instrum.*, vol. 5, no. 3, pp. 150–154, 1994. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/0955598694900132>
- [24] Z.-G. Feng and E. E. Michaelides, "A numerical study on the transient heat transfer from a sphere at high Reynolds and Peclet numbers," *Int. J. Heat Mass Transf.*, vol. 43, no. 2, pp. 219–229, 2000. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0017931099001337>
- [25] W. Sabuga and R. Todtenhaupt, "Effect of roughness on the emissivity of the precious metals silver, gold, palladium, platinum, rhodium, and iridium," *High Temperatures-High Pressures*, vol. 33, no. 3, pp. 261–269, 2001. [Online]. Available: <http://www.hthpweb.com/abstract.cgi?id=htwu371>
- [26] J. P. Merrison *et al.*, "An environmental simulation wind tunnel for studying Aeolian transport on Mars," *Planet. Space Sci.*, vol. 56, nos. 3–4, pp. 426–437, 2008. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0032063307003406>
- [27] S. Gorreta, E. Barajas, L. Kowalski, M. T. Atienza, M. Domínguez-Pumar, and V. Jiménez, "Self-calibrating closed-loop circuit for configurable constant voltage thermal anemometers," *Electron. Lett.*, vol. 51, no. 19, pp. 1499–1501, Sep. 2015.



Lukasz Kowalski received the M.Sc. degree in electronics and telecommunications from the Technical University of Lodz in 2005. He is with the Electronic Engineering Department, Universitat Politècnica de Catalunya (UPC), for his Ph.D. thesis entitled contribution to advanced hot wire wind sensing. He joined the Micro and Nano Technologies Research Group, UPC, in 2005. He has participated in the following space exploration projects: REMS (MSL), MEIGA (MetNet), and MEDA (Mars2020). His work is aimed at the development of the thermal anemometers for the atmosphere of Mars. He has co-authored two patents and several scientific papers in international journals and conferences. His research areas include dimensionless analysis, FEM/CFD simulations, thermal modeling, inverse algorithms optimization for wind speed, and incidence angle retrieval. In 2013, he received the NASA Group Achievement Award as a member of MSL REMS Instrument Development Team, for his participation in the design of the wind sensor of the Curiosity Rover in Gale Crater.



Maria Teresa Atienza received the B.Sc. degree in electronic engineering and the M.Sc. degree in physics engineering from Basque Country University, Spain, in 2012 and 2013, respectively. She joined the Micro and Nano Technologies Research Group, Universitat Politècnica de Catalunya, Spain, in 2013, as a Ph.D. student, where she is involved in the identification of thermal systems applied to wind sensors for space applications.



Sergi Gorreta received the M.Sc. degree in telecommunication engineering and the M.Sc. degree in electronic engineering from the Universitat Politècnica de Catalunya (UPC), Spain, in 2010 and 2011, respectively. He is currently with the Micro and Nano Technologies Research Group, UPC, as a Ph.D. student. His working areas are sensors for space applications, integrated circuit design, non-linear circuits for MEMS, and control of dielectric charging in MEMS switches.



Santiago Silvestre (SM'13) received the M.S. and Ph.D. degrees in telecommunication engineering from the Universitat Politècnica de Catalunya (UPC), Barcelona, Spain, in 1992 and 1996, respectively. He is currently an Associate Professor with the Departamento de Ingeniería Electrónica, Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación de Barcelona, UPC. His research interests include modeling and simulation of PV systems, fault detection, and automatic supervision of PV systems.



Vicente Jiménez received the M.Sc. and Ph.D. degrees from the Universitat Politècnica de Catalunya (UPC), Barcelona, Spain, in 1992 and 1997, respectively. He has been with the Electronic Engineering Department, UPC, since 1992, when he became an Associate Professor. His research areas include digital BiCMOS design, development of microsystem circuit interfaces, and microsystem modeling. He has participated in industry and space projects related to liquid and gas thermal flowmeters. He has co-authored more than 20

scientific papers in international journals and conferences.



Luis M. Castañer received the bachelor's degree in telecommunications from the Universidad Politécnica de Madrid in 1971, the Diplôme d'Etudes Approfondies en Physique Spatiale and Docteur-Ingenieur degrees from the Université Paul Sabatier in Toulouse, in 1973, and the Doctor Ingeniero de Telecomunicación from the Universidad Politécnica de Cataluña. He is currently a Professor with the Departamento de Ingeniería Electrónica de la Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación, Universidad Politécnica de Cataluña.

He has also been the Dean of E.T.S.I. Telecomunicación and the Head of the Departamento de Ingeniería Electrónica, and has held several positions in research agencies and committees: representative in the Comité de Gestión y Coordinación on non nuclear energies, DGXII Comisión of the EU, the Head of the Programa Nacional de Tecnologías de la Información y Comunicaciones of the CICYT (1992-1994), and the Coordinator of Technology Foresight at the Agencia Nacional de Evaluación y Prospectiva. He has contributed to semiconductor device research, covering solar cells in various aspects: technology of CIS, space degradation of Silicon, and GaAs devices, and has contributed to the theory and technology of advanced bipolar transistors with polysilicon emitters and its application to high-efficiency silicon solar cells, in particular, the emitter resistance of these devices. He has also contributed to the design, simulation, and monitoring of photovoltaic power plants and systems, and is active in the microsystems technology area, working on flow sensors, dielectric degradation of MEMS, electrostatic actuators and wind sensors for Mars. Recently he has contributed to electrowetting and electrospray techniques showing 3-D self-assembly of nanoparticles assisted by the electric field. He is a Senior IEEE Member, a Member of the Association and Charter of Telecommunication Engineers in Spain, and a Member of the Royal Spanish Engineering Academy.



Manuel Domínguez-Pumar received the M.Sc. and Ph.D. degrees in electronic engineering from the Universitat Politècnica de Catalunya, Barcelona, Spain, in 1994 and 1997, respectively, and the degree (Hons.) in mathematics from the Universidad Nacional de Educación a Distancia, Madrid, Spain, in 2005. He was a Visiting Scholar with the Courant Institute of Mathematical Sciences from 2006 to 2007. He has been with the Department of Electronic Engineering, UPC, since 1994, where he is currently an Associate Professor. He was a recipient of the

2013 NASA Group Achievement Award as a member of the Mars Science Laboratory REMS Instrument Development Team, for his participation in the design of the wind sensor of the Curiosity Rover in Gale Crater. He has published more than 30 research papers in peer-reviewed journals. His research interests include control theory, MEMS sensors and actuators, dielectric charge control, sensors for space applications, sigma-delta modulation, and dynamical systems in general.

Apéndice B

Datasheet del búfer 74ABT244

Octal buffer/line driver (3-State)

74ABT244

FEATURES

- Octal bus interface
- 3-State buffers
- Output capability: +64mA/−32mA
- Latch-up protection exceeds 500mA per Jedec Std 17
- ESD protection exceeds 2000 V per MIL STD 883 Method 3015 and 200 V per Machine Model
- Power-up 3-State
- Live insertion capacity
- Inputs are disabled during 3-State mode

DESCRIPTION

The 74ABT244 high-performance BiCMOS device combines low static and dynamic power dissipation with high speed and high output drive.

The 74ABT244 device is an octal buffer that is ideal for driving bus lines. The device features two Output Enables ($1\overline{OE}$, $2\overline{OE}$), each controlling four of the 3-State outputs.

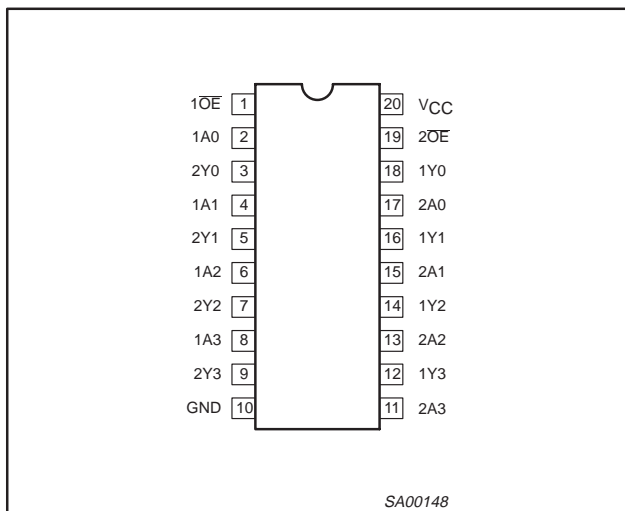
QUICK REFERENCE DATA

| SYMBOL | PARAMETER | CONDITIONS $T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}; \text{GND} = 0\text{V}$ | TYPICAL | UNIT |
|------------------------|-------------------------------|--|---------|---------------|
| t_{PLH} t_{PHL} | Propagation delay An to Yn | $C_L = 50\text{pF}; V_{CC} = 5\text{V}$ | 2.9 | ns |
| C_{IN} | Input capacitance | $V_I = 0\text{V}$ or V_{CC} | 4 | pF |
| C_{OUT} | Output capacitance | Outputs disabled; $V_O = 0\text{V}$ or V_{CC} | 7 | pF |
| I_{CCZ} | Total supply current | Outputs disabled; $V_{CC} = 5.5\text{V}$ | 50 | μA |

ORDERING INFORMATION

| PACKAGES | TEMPERATURE RANGE | OUTSIDE NORTH AMERICA | NORTH AMERICA | DWG NUMBER |
|-----------------------------|-------------------|-----------------------|---------------|------------|
| 20-Pin Plastic DIP | −40°C to +85°C | 74ABT244 N | 74ABT244 N | SOT146-1 |
| 20-Pin plastic SO | −40°C to +85°C | 74ABT244 D | 74ABT244 D | SOT163-1 |
| 20-Pin Plastic SSOP Type II | −40°C to +85°C | 74ABT244 DB | 74ABT244 DB | SOT339-1 |
| 20-Pin Plastic TSSOP Type I | −40°C to +85°C | 74ABT244 PW | 74ABT244PW DH | SOT360-1 |

PIN CONFIGURATION



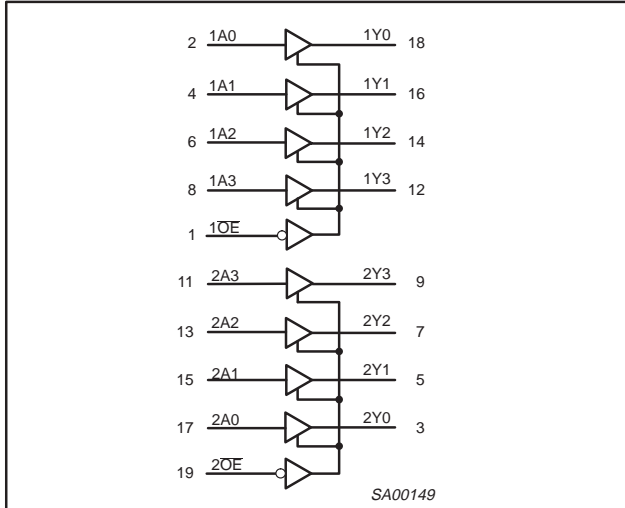
PIN DESCRIPTION

| PIN NUMBER | SYMBOL | NAME AND FUNCTION |
|----------------|-------------------------------------|-------------------------|
| 2, 4, 6, 8 | 1A0 – 1A3 | Data inputs |
| 11, 13, 15, 17 | 2A0 – 2A3 | Data inputs |
| 18, 16, 14, 12 | 1Y0 – 1Y3 | Data outputs |
| 9, 7, 5, 3 | 2Y0 – 2Y3 | Data outputs |
| 1, 19 | $1\overline{OE}$, $2\overline{OE}$ | Output enables |
| 10 | GND | Ground (0V) |
| 20 | V_{CC} | Positive supply voltage |

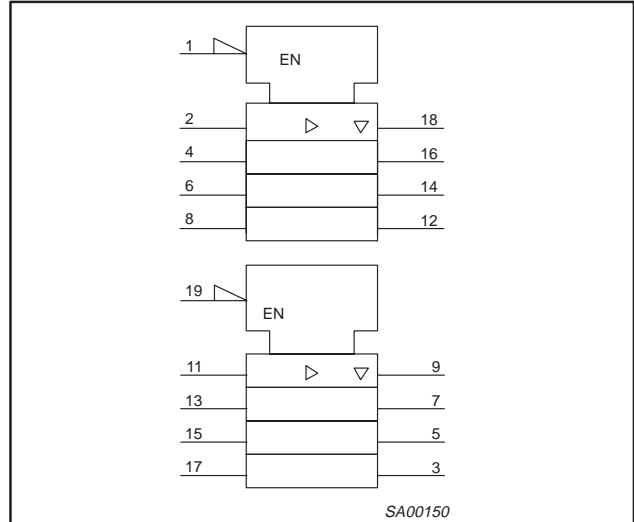
Octal buffer/line driver (3-State)

74ABT244

LOGIC SYMBOL



LOGIC SYMBOL (IEEE/IEC)



FUNCTION TABLE

| INPUTS | | | | OUTPUTS | |
|--------|-----|-----|-----|---------|-----|
| 1OE | 1An | 2OE | 2An | 1Yn | 2Yn |
| L | L | L | L | L | L |
| L | H | L | H | H | H |
| H | X | H | X | Z | Z |

H = High voltage level
 L = Low voltage level
 X = Don't care
 Z = High impedance "off" state

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS^{1, 2}

| SYMBOL | PARAMETER | CONDITIONS | RATING | UNIT |
|------------------|--------------------------------|-----------------------------|--------------|------|
| V _{CC} | DC supply voltage | | -0.5 to +7.0 | V |
| I _{IK} | DC input diode current | V _I < 0 | -18 | mA |
| V _I | DC input voltage ³ | | -1.2 to +7.0 | V |
| I _{OK} | DC output diode current | V _O < 0 | -50 | mA |
| V _{OUT} | DC output voltage ³ | output in Off or High state | -0.5 to +5.5 | V |
| I _{OUT} | DC output current | output in Low state | 128 | mA |
| T _{stg} | Storage temperature range | | -65 to 150 | °C |

NOTES:

- Stresses beyond those listed 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 under "recommended operating conditions" is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.
- The performance capability of a high-performance integrated circuit in conjunction with its thermal environment can create junction temperatures which are detrimental to reliability. The maximum junction temperature of this integrated circuit should not exceed 150°C.
- The input and output voltage ratings may be exceeded if the input and output current ratings are observed.

Octal buffer/line driver (3-State)

74ABT244

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

| SYMBOL | PARAMETER | LIMITS | | UNIT |
|------------------|--------------------------------------|--------|-----------------|------|
| | | Min | Max | |
| V _{CC} | DC supply voltage | 4.5 | 5.5 | V |
| V _I | Input voltage | 0 | V _{CC} | V |
| V _{IH} | High-level input voltage | 2.0 | | V |
| V _{IL} | Low-level Input voltage | | 0.8 | V |
| I _{OH} | High-level output current | | -32 | mA |
| I _{OL} | Low-level output current | | 64 | mA |
| Δt/Δv | Input transition rise or fall rate | 0 | 5 | ns/V |
| T _{amb} | Operating free-air temperature range | -40 | +85 | °C |

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

| SYMBOL | PARAMETER | TEST CONDITIONS | LIMITS | | | | | UNIT |
|--------------------|--|---|--------------------------|-------|------|-----------------------------------|------|------|
| | | | T _{amb} = +25°C | | | T _{amb} = -40°C to +85°C | | |
| | | | Min | Typ | Max | Min | Max | |
| V _{IK} | Input clamp voltage | V _{CC} = 4.5V; I _{IK} = -18mA | | -0.9 | -1.2 | | -1.2 | V |
| V _{OH} | High-level output voltage | V _{CC} = 4.5V; I _{OH} = -3mA; V _I = V _{IL} or V _{IH} | 2.5 | 2.9 | | 2.5 | | V |
| | | V _{CC} = 5.0V; I _{OH} = -3mA; V _I = V _{IL} or V _{IH} | 3.0 | 3.4 | | 3.0 | | V |
| | | V _{CC} = 4.5V; I _{OH} = -32mA; V _I = V _{IL} or V _{IH} | 2.0 | 2.4 | | 2.0 | | V |
| V _{OL} | Low-level output voltage | V _{CC} = 4.5V; I _{OL} = 64mA; V _I = V _{IL} or V _{IH} | | 0.42 | 0.55 | | 0.55 | V |
| I _I | Input leakage current | V _{CC} = 5.5V; V _I = GND or 5.5V | | ±0.01 | ±1.0 | | ±1.0 | μA |
| I _{OFF} | Power-off leakage current | V _{CC} = 0.0V; V _O or V _I ≤ 4.5V | | ±5.0 | ±100 | | ±100 | μA |
| I _{PU/PD} | Power-up/down 3-State output current ³ | V _{CC} = 2.0V; V _O = 0.5V; V _I = GND or V _{CC} ; V _{OE} = Don't care | | ±5.0 | ±50 | | ±50 | μA |
| I _{OZH} | 3-State output High current | V _{CC} = 5.5V; V _O = 2.7V; V _I = V _{IL} or V _{IH} | | 5.0 | 50 | | 50 | μA |
| I _{OZL} | 3-State output Low current | V _{CC} = 5.5V; V _O = 0.5V; V _I = V _{IL} or V _{IH} | | -5.0 | -50 | | -50 | μA |
| I _{CEX} | Output High leakage current | V _{CC} = 5.5V; V _O = 5.5V; V _I = GND or V _{CC} | | 5.0 | 50 | | 50 | μA |
| I _O | Short-circuit output current ¹ | V _{CC} = 5.5V; V _O = 2.5V | -40 | -100 | -180 | -40 | -180 | mA |
| I _{CCH} | Quiescent supply current | V _{CC} = 5.5V; Outputs High, V _I = GND or V _{CC} | | 50 | 250 | | 250 | μA |
| I _{CCL} | | V _{CC} = 5.5V; Outputs Low, V _I = GND or V _{CC} | | 24 | 30 | | 30 | mA |
| I _{CCZ} | | V _{CC} = 5.5V; Outputs 3-State; V _I = GND or V _{CC} | | 50 | 250 | | 250 | μA |
| ΔI _{CC} | Additional supply current per input pin ² | Outputs enabled, one data input at 3.4V, other inputs at V _{CC} or GND; V _{CC} = 5.5V | | 0.5 | 1.5 | | 1.5 | mA |
| | | Outputs 3-State, one data input at 3.4V, other inputs at V _{CC} or GND; V _{CC} = 5.5V | | 50 | 250 | | 250 | μA |
| | | Outputs 3-State, one enable input at 3.4V, other inputs at V _{CC} or GND; V _{CC} = 5.5V | | 0.5 | 1.5 | | 1.5 | mA |

NOTES:

- Not more than one output should be tested at a time, and the duration of the test should not exceed one second.
- This is the increase in supply current for each input at 3.4V.
- This parameter is valid for any V_{CC} between 0V and 2.1V with a transition time of up to 10msec. For V_{CC} = 2.1V to V_{CC} = 5V ± 10%, a transition time of up to 100μsec is permitted.

Octal buffer/line driver (3-State)

74ABT244

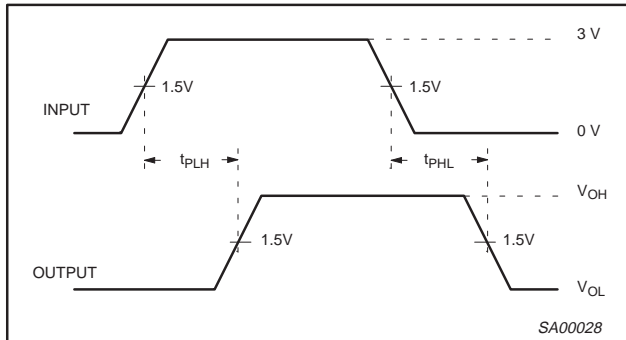
AC CHARACTERISTICS

GND = 0V; $t_R = t_F = 2.5\text{ns}$; $C_L = 50\text{pF}$, $R_L = 500\Omega$

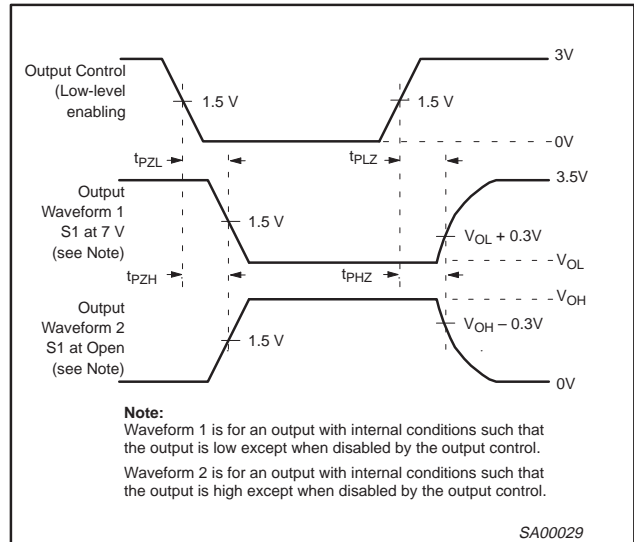
| SYMBOL | PARAMETER | WAVEFORM | 74ABT244 | | | | | UNIT |
|--------------------------------------|--|----------|--|------------|------------|--|------------|------|
| | | | $T_{\text{amb}} = +25^\circ\text{C}$ $V_{\text{CC}} = +5.0\text{V}$ | | | $T_{\text{amb}} = -40^\circ\text{C to } +85^\circ\text{C}$ $V_{\text{CC}} = +5.0\text{V} \pm 0.5\text{V}$ | | |
| | | | Min | Typ | Max | Min | Max | |
| t_{PLH} t_{PHL} | Propagation delay An to Yn | 1 | 1.0 1.0 | 2.6 2.9 | 4.1 4.2 | 1.0 1.0 | 4.6 4.6 | ns |
| t_{PZH} t_{PZL} | Output enable time to High and Low level | 2 | 1.1 2.1 | 3.1 4.1 | 4.6 5.6 | 1.1 2.1 | 5.1 6.1 | ns |
| t_{PHZ} t_{PLZ} | Output disable time from High and Low level | 2 | 2.1 1.7 | 4.1 2.7 | 5.6 5.2 | 2.1 1.7 | 6.6 5.7 | ns |

AC WAVEFORMS

$V_M = 1.5\text{V}$, $V_{\text{IN}} = \text{GND to } 3.0\text{V}$



Waveform 1. Waveforms Showing the Input (An) to Output (Yn) Propagation Delays



Waveform 2. Waveforms Showing the 3-State Output Enable and Disable Times

TEST CIRCUIT AND WAVEFORMS

| TEST | S1 |
|---------------------------------|------|
| t_{pd} | open |
| $t_{\text{PLZ}}/t_{\text{PZL}}$ | 7 V |
| $t_{\text{PHZ}}/t_{\text{PZH}}$ | open |

DEFINITIONS
 $C_L =$ Load capacitance includes jig and probe capacitance; see AC CHARACTERISTICS for value.

Apéndice C

Datasheet microcontrolador ADuCM360

GENERAL DESCRIPTION

The [ADuCM360](#) is a fully integrated, 3.9 kSPS, 24-bit data acquisition system that incorporates dual high performance, multichannel sigma-delta (Σ - Δ) analog-to-digital converters (ADCs), a 32-bit ARM Cortex™-M3 processor, and Flash/EE memory on a single chip. The [ADuCM360](#) is designed for direct interfacing to external precision sensors in both wired and battery-powered applications. The [ADuCM361](#) contains all the features of the [ADuCM360](#) except that only one 24-bit Σ - Δ ADC (ADC1) is available.

The [ADuCM360/ADuCM361](#) contain an on-chip 32 kHz oscillator and an internal 16 MHz high frequency oscillator. The high frequency oscillator is routed through a programmable clock divider from which the operating frequency of the processor core clock is generated. The maximum core clock speed is 16 MHz; this speed is not limited by operating voltage or temperature.

The microcontroller core is a low power ARM Cortex-M3 processor, a 32-bit RISC machine that offers up to 20 MIPS peak performance. The Cortex-M3 processor incorporates a flexible, 11-channel DMA controller that supports all wired communication peripherals (SPI, UART, and I²C). Also integrated on chip are 128 kB of nonvolatile Flash/EE memory and 8 kB of SRAM.

The analog subsystem consists of dual ADCs, each connected to a flexible input mux. Both ADCs can operate in fully differential and single-ended modes. Other on-chip ADC features include dual programmable excitation current sources, diagnostic current sources, and a bias voltage generator of AVDD_REG/2 (900 mV) to set the common-mode voltage of an input channel. A low-side internal ground switch is provided to allow power-down of an external circuit (for example, a bridge circuit) between conversions.

The ADCs contain two parallel filters: a sinc3 or sinc4 filter in parallel with a sinc2 filter. The sinc3 or sinc4 filter is used for precision measurements. The sinc2 filter is used for fast measurements and for the detection of step changes in the input signal.

The devices contain a low noise, low drift internal band gap reference, but they can be configured to accept one or two external reference sources in ratiometric measurement configurations. An option to buffer the external reference inputs is provided on chip. A single-channel buffered voltage output DAC is also provided on chip.

The [ADuCM360/ADuCM361](#) integrate a range of on-chip peripherals, which can be configured under microcontroller software control as required in the application. The peripherals include UART, I²C, and dual SPI serial I/O communication controllers; a 19-pin GPIO port; two general-purpose timers; a wake-up timer; and a system watchdog timer. A 16-bit PWM controller with six output channels is also provided.

The [ADuCM360/ADuCM361](#) are specifically designed to operate in battery-powered applications where low power operation is critical. The microcontroller core can be configured in a normal operating mode that consumes 290 μ A/MHz (including flash/ SRAM I_{DD}). An overall system current consumption of 1 mA can be achieved with both ADCs on (input buffers off), PGA gain of 4, one SPI port on, and all timers on.

The [ADuCM360/ADuCM361](#) can be configured in a number of low power operating modes under direct program control, including a hibernate mode (internal wake-up timer active) that consumes only 4 μ A. In hibernate mode, peripherals such as external interrupts or the internal wake-up timer can wake up the device. This mode allows the part to operate with ultralow power and still respond to asynchronous external or periodic events.

On-chip factory firmware supports in-circuit serial download via a serial wire interface (2-pin JTAG system) and UART; non-intrusive emulation is also supported via the serial wire interface. These features are incorporated into a low cost QuickStart™ Development System that supports this precision analog microcontroller family.

The parts operate from an external 1.8 V to 3.6 V voltage supply and are specified over an industrial temperature range of -40°C to +125°C.

More information on the [ADuCM360/ADuCM361](#), see the [UG-367](#) user guide.

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAMS

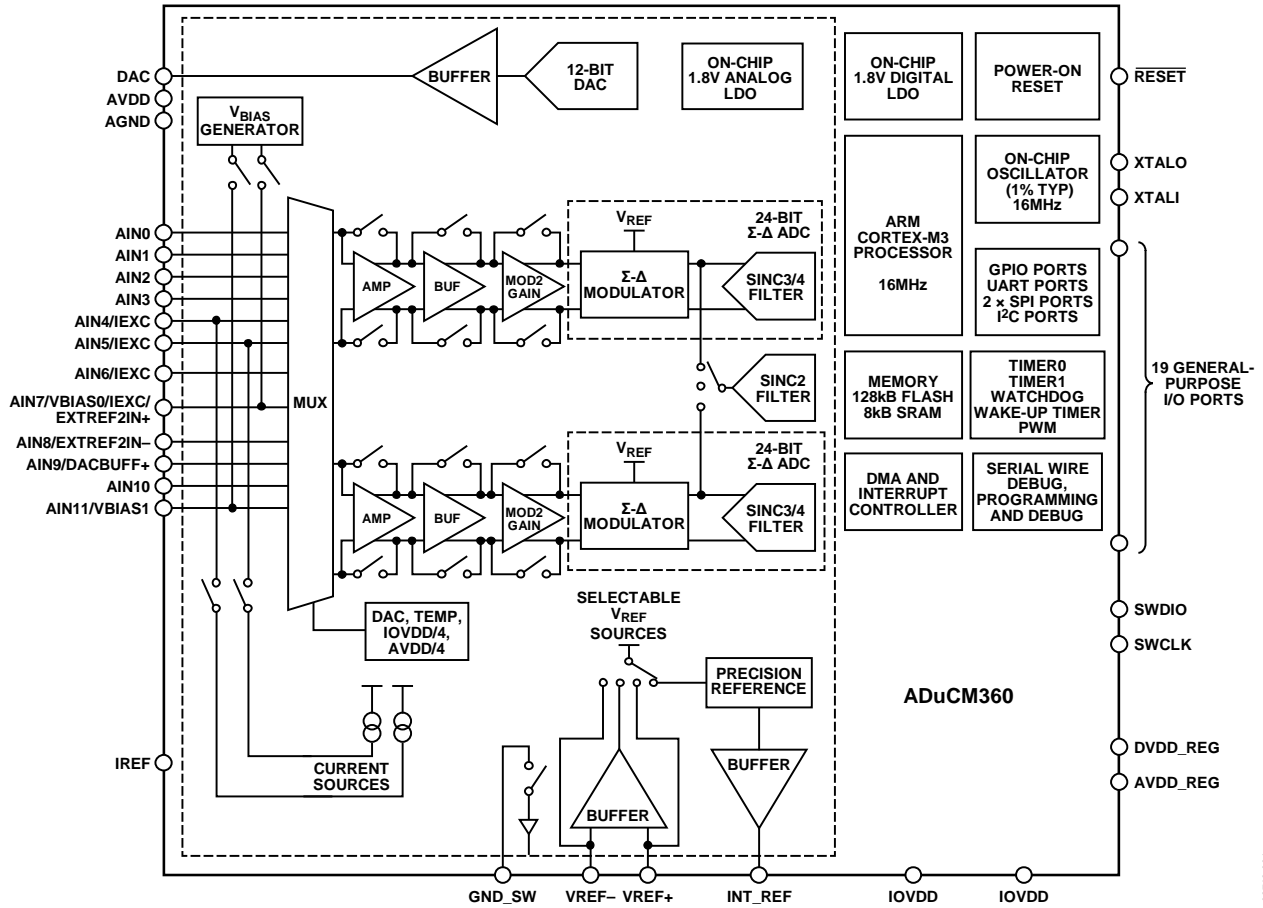


Figure 1. ADuCM360 Functional Block Diagram

00743-001

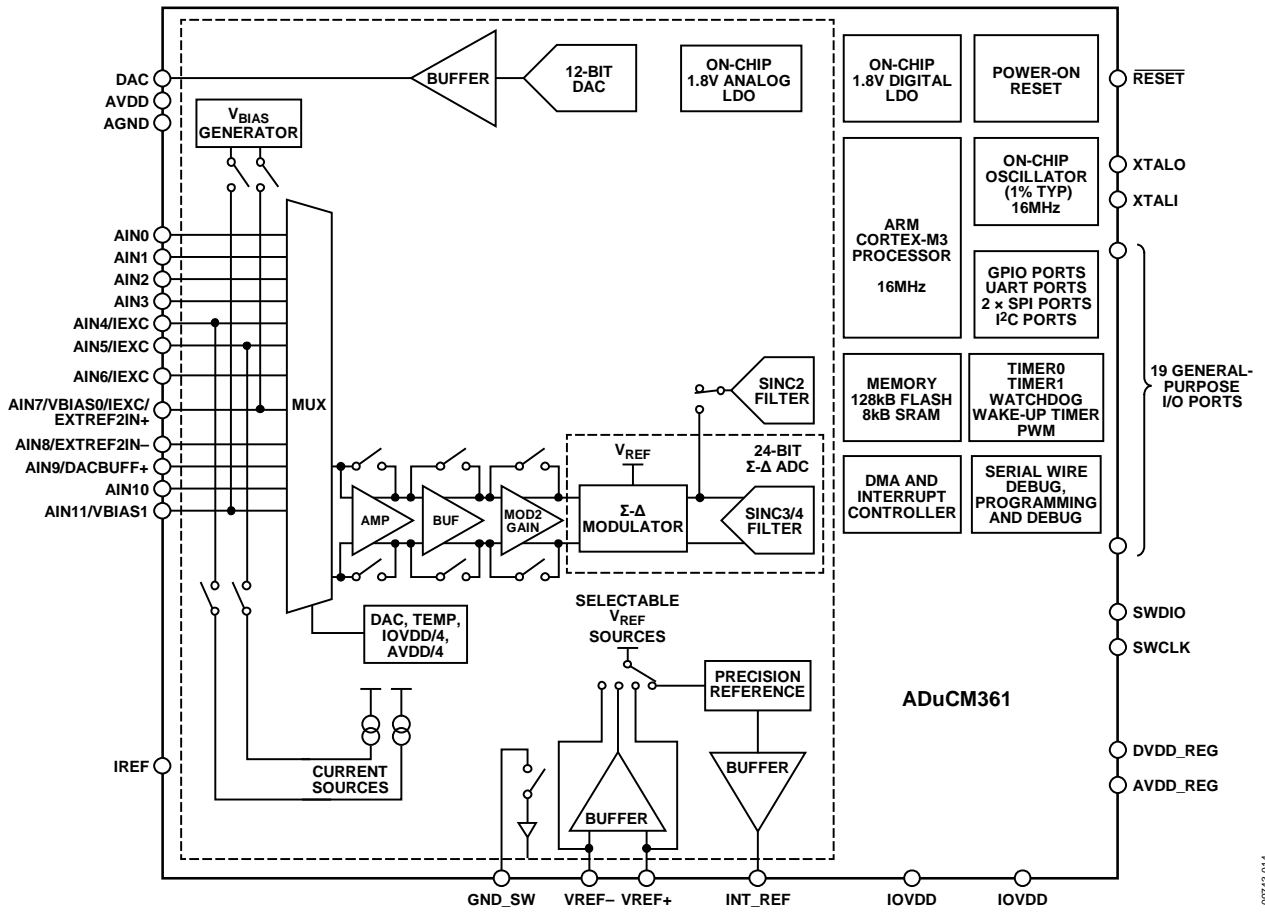


Figure 2. ADuCM361 Functional Block Diagram

08745-014

SPECIFICATIONS

MICROCONTROLLER ELECTRICAL SPECIFICATIONS

AVDD/IOVDD = 1.8 V to 3.6 V. The difference between AVDD and IOVDD must be ≤ 0.3 V. Internal 1.2 V reference, $f_{\text{CORE}} = 16$ MHz, all specifications at $T_A = -40^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.

Table 1.

| Parameter | Test Conditions/Comments | Min | Typ | Max | Unit |
|---|--|------------|-----------------------|----------------------|------------------------------|
| ADC SPECIFICATIONS | | | | | |
| Conversion Rate ¹ | ADC0 and ADC1 | | | | |
| | Chop off | 3.5 | | 3906 | Hz |
| | Chop on | 3.5 | | 1302 | Hz |
| No Missing Codes ¹ | Chop off, $f_{\text{ADC}} \leq 500$ Hz | 24 | | | Bits |
| | Chop on, $f_{\text{ADC}} \leq 250$ Hz | 24 | | | Bits |
| RMS Noise and Data Output Rates | See Table 2 through Table 9 | | | | |
| Integral Nonlinearity ¹ | Gain = 1, input buffer off | | ± 10 | | ppm of FSR |
| | Gain = 2, 4, 8, or 16 | | ± 15 | | ppm of FSR |
| | Gain = 32, 64, or 128 | | ± 20 | | ppm of FSR |
| Offset Error ^{2, 3, 4, 6, 7} | Chop off; offset error is in the order of the noise for the programmed gain and update rate following calibration | | $\pm 100/\text{gain}$ | | μV |
| | Chop on ¹ | | ± 1.0 | | μV |
| Offset Error Drift vs. Temperature ^{1, 4, 6} | Chop off, gain ≤ 4 | | $1/\text{gain}$ | | $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ |
| | Chop off, gain ≥ 8 | | 230 | | $\text{nV}/^\circ\text{C}$ |
| | Chop on | | 10 | | $\text{nV}/^\circ\text{C}$ |
| Offset Error Lifetime Stability ⁵ | Gain = 128 | | 1 | | $\mu\text{V}/1000\text{Hr}$ |
| Full-Scale Error ^{1, 4, 6, 7, 8} | | | $\pm 0.5/\text{gain}$ | | mV |
| Full-Scale Error Lifetime Stability ⁵ | Gain = 128 | | ± 25 | | $\mu\text{V}/1000\text{Hr}$ |
| Gain Error Drift vs. Temperature ^{1, 4, 6} | External reference | | | | |
| | Gain = 1, 2, 4, 8, or 16 | | ± 3 | | $\text{ppm}/^\circ\text{C}$ |
| | Gain = 32, 64, or 128 | | ± 6 | | $\text{ppm}/^\circ\text{C}$ |
| PGA Gain Mismatch Error | | | ± 0.15 | | % |
| Power Supply Rejection ¹ | External reference | | | | |
| | Chop on, ADC input = 0.25 V, gain = 4 | 95 | | | dB |
| | Chop off, ADC input = 7.8 mV, gain = 128 | 80 | | | dB |
| Absolute Input Voltage Range | Chop off, ADC input = 1 V, gain = 1 | 90 | | | dB |
| | Unbuffered Mode | AGND | | AVDD | V |
| | Buffered Mode | | | | |
| Differential Input Voltage Ranges ¹ | Gain = 1 is not available; see the information about silicon anomalies on the ADuCM360/ADuCM361 product page | | | | |
| | Gain ≥ 2 | AGND + 0.1 | | AVDD - 0.1 | V |
| | For gain = 32, 64, and 128, see Table 3 and Table 7 for allowable input ranges and noise values | | | | |
| | Gain = 1 | | | $\pm V_{\text{REF}}$ | V |
| | Gain = 2 | | | ± 500 | mV |
| | Gain = 4 | | | ± 250 | mV |
| | Gain = 8 | | | ± 125 | mV |
| Common-Mode Voltage, V_{CM} ¹ | Gain = 16 | | | ± 62.5 | mV |
| | Ideally, $V_{\text{CM}} = ((\text{AIN}+) + (\text{AIN}-))/2$; gain = 2 to 128; input current varies with V_{CM} (see Figure 9 and Figure 10) | AGND | | AVDD | V |

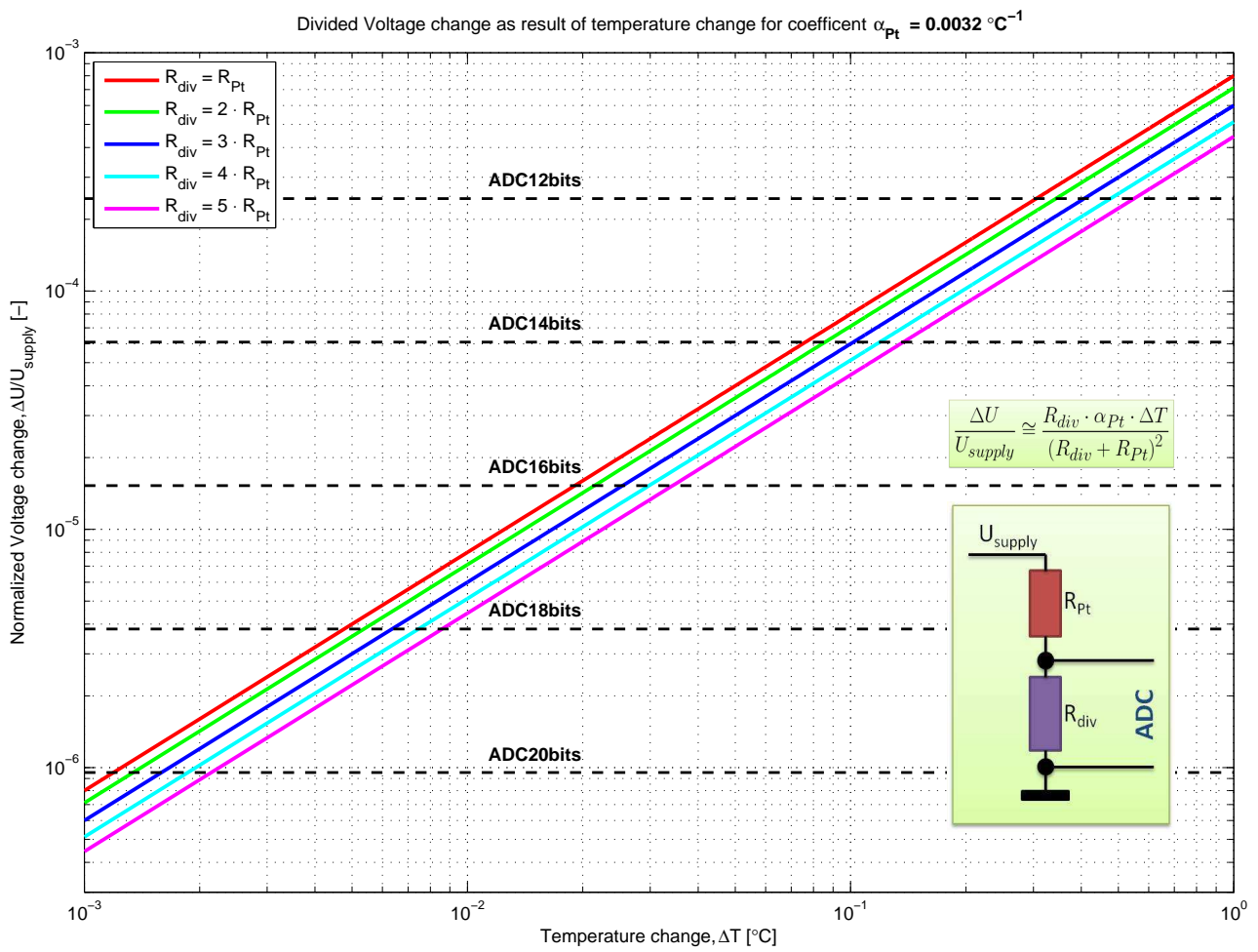
| Parameter | Test Conditions/Comments | Min | Typ | Max | Unit |
|---|--|------------|------|------------|---------|
| Input Current ⁹ | | | | | |
| Buffered Mode | Gain > 1 (excluding AIN4, AIN5, AIN6, and AIN7 pins) | | 1 | | nA |
| Unbuffered Mode | Gain > 1 (AIN4, AIN5, AIN6, and AIN7 pins) | | 2 | | nA |
| Average Input Current Drift ¹ | Input current varies with input voltage | | 500 | | nA/V |
| Buffered Mode | AIN0, AIN1, AIN2, AIN3 | | ±5 | | pA/°C |
| Unbuffered Mode | AIN4, AIN5, AIN6, AIN7 | | ±16 | | pA/°C |
| Unbuffered Mode | AIN8, AIN9, AIN10, AIN11 | | ±9 | | pA/°C |
| Common-Mode Rejection, DC ¹ | On ADC input | | ±250 | | pA/V/°C |
| | ADC gain = 1, AVDD < 2 V | 65 | 100 | | dB |
| | ADC gain = 1, AVDD > 2 V | 80 | 100 | | dB |
| | ADC gain = 2 to 128 | 80 | | | dB |
| Common-Mode Rejection, 50 Hz/60 Hz ¹ | 50 Hz/60 Hz ± 1 Hz; f _{ADC} = 16.7 Hz, chop on; f _{ADC} = 50 Hz, chop off | | | | |
| | ADC gain = 1 | 97 | | | dB |
| | ADC gain = 2 to 128 | 90 | | | dB |
| Normal-Mode Rejection, 50 Hz/60 Hz ¹ | On ADC input | | | | |
| | 50 Hz/60 Hz ± 1 Hz; f _{ADC} = 16.7 Hz, chop on; f _{ADC} = 50 Hz, chop off | 60 | 80 | | dB |
| TEMPERATURE SENSOR ¹ | After user calibration | | | | |
| Voltage Output at 25°C | Processor powered down or in standby mode before measurement | | 82.1 | | mV |
| Voltage Temperature Coefficient (TC) Accuracy | | | 250 | | μV/°C |
| | | | 6 | | °C |
| GROUND SWITCH | | | | | |
| R _{ON} | | 3.7 | 10 | 19 | Ω |
| Allowable Current ¹ | 20 kΩ resistor off, direct short to ground | | | 20 | mA |
| VOLTAGE REFERENCE | ADC internal reference | | | | |
| Internal V _{REF} | | | 1.2 | | V |
| Initial Accuracy | Measured at T _A = 25°C | -0.1 | | +0.1 | % |
| Reference Temperature Coefficient (TC) ^{1, 10} | | -15 | ±5 | +15 | ppm/°C |
| Power Supply Rejection ¹ | | 82 | 90 | | dB |
| EXTERNAL REFERENCE INPUTS | | | | | |
| Input Range | | | | | |
| Buffered Mode | | AGND + 0.1 | | AVDD - 0.1 | V |
| Unbuffered Mode | Minimum differential voltage between VREF+ and VREF- pins is 400 mV | 0 | | AVDD | V |
| Input Current | | | | | |
| Buffered Mode | | -20 | +4 | +27 | nA |
| Unbuffered Mode | | | 500 | | nA/V |
| Normal-Mode Rejection ¹ | | | 80 | | dB |
| Common-Mode Rejection ¹ | | 85 | 100 | | dB |
| Reference Detect Levels ¹ | | | 400 | | mV |
| EXCITATION CURRENT SOURCES | | | | | |
| Output Current | Available from each current source; value programmable from 10 μA to 1 mA | 10 | 50 | 1000 | μA |
| Initial Tolerance at 25°C ¹ | I _{OUT} ≥ 50 μA | | ±5 | | % |
| Drift ¹ | Using internal reference resistor | | 100 | 400 | ppm/°C |
| | Using external 150 kΩ reference resistor between IREF pin and AGND; resistor must have drift specification of 5 ppm/°C | | 75 | 400 | ppm/°C |
| Initial Current Matching at 25°C ¹ | Matching between both current sources | | ±0.5 | | % |

| Parameter | Test Conditions/Comments | Min | Typ | Max | Unit |
|---|---|-------------|-------------|------------------|----------|
| Drift Matching ¹ | | | 50 | | ppm/°C |
| Load Regulation, AVDD ¹ | AVDD = 3.3 V | | 0.2 | | %/V |
| Output Compliance ¹ | I _{OUT} = 10 μA to 210 μA | AGND – 0.03 | AVDD – 0.45 | AVDD – 0.85 | V |
| | I _{OUT} > 210 μA | AGND – 0.03 | AVDD – 0.55 | AVDD – 1.1 | V |
| DAC CHANNEL SPECIFICATIONS | | | | | |
| Voltage Range | R _L = 5 kΩ, C _L = 100 pF Internal reference | 0 | | V _{REF} | V |
| | External reference | 0 | | 1.8 | V |
| DC Specifications¹¹ | | | | | |
| Resolution | | 12 | | | Bits |
| Relative Accuracy | | | ±3 | | LSB |
| Differential Nonlinearity | Guaranteed monotonic | | ±0.5 | ±1 | LSB |
| Offset Error | 1.2 V internal reference | | ±2 | ±10 | mV |
| Gain Error | V _{REF} range (reference = 1.2 V) | | | ±0.5 | % |
| NPN Mode¹ | | | | | |
| Resolution | | 12 | | | Bits |
| Relative Accuracy | | | ±3 | | LSB |
| Differential Nonlinearity | | | ±0.85 | | LSB |
| Offset Error | | | ±0.35 | | mA |
| Gain Error | | | ±0.75 | | mA |
| Output Current Range | | 0.008 | | 23.6 | mA |
| Interpolation Mode^{1, 12} | | | | | |
| Resolution | Only monotonic to 14 bits | | 14 | | Bits |
| Relative Accuracy ¹³ | For 14-bit resolution | | –4 to +13 | | LSB |
| Differential Nonlinearity | Monotonic (14 bits) | | ±0.5 | | LSB |
| Offset Error | 1.2 V internal reference | | ±2 | | mV |
| Gain Error | V _{REF} range (reference = 1.2 V) AVDD range | | ±1 | | % % |
| DAC AC CHARACTERISTICS¹ | | | | | |
| Voltage Output Settling Time | | | 10 | | μs |
| Digital-to-Analog Glitch Energy | 1 LSB change at major carry (maximum number of bits changes simultaneously in the DACODAT register) | | ±20 | | nV-sec |
| POWER-ON RESET (POR) | | | | | |
| POR Trip Level | Voltage at DVDD pin | | | | |
| | Power-on level | | 1.6 | | V |
| | Power-down level | | 1.6 | | V |
| Timeout from POR ¹ | | | 50 | | ms |
| WATCHDOG TIMER (WDT)¹ | | | | | |
| Timeout Period | | 0.00003 | | 8192 | sec |
| Timeout Step Size | T3CON[3:2] = 10 | | 7.8125 | | ms |
| FLASH/EE MEMORY¹ | | | | | |
| Endurance ¹⁴ | | 10,000 | | | Cycles |
| Data Retention ¹⁵ | T _J = 85°C | 10 | | | Years |
| DIGITAL INPUTS | | | | | |
| Input Leakage Current | All digital inputs Digital inputs except for the $\overline{\text{RESET}}$, SWCLK, and SWDIO pins | | | | |
| Logic 1 | V _{INH} = IOVDD or V _{INH} = 1.8 V Internal pull-up disabled | | 140 | | μA nA |
| Logic 0 | V _{INL} = 0 V Internal pull-up disabled | | 160 | | μA nA |

| Parameter | Test Conditions/Comments | Min | Typ | Max | Unit |
|--|--|-------------|--------|-------------|------------------|
| Input Leakage Current | RESET, SWCLK, and SWDIO pins | | | | |
| Logic 1 | | | 140 | | μA |
| Logic 0 | | | 160 | | μA |
| Input Capacitance ¹ | | | 10 | | pF |
| Logic Inputs | | | | | |
| Input Low Voltage, V _{INL} | | | | 0.2 × IOVDD | V |
| Input High Voltage, V _{INH} | | 0.7 × IOVDD | | | V |
| Logic Outputs | | | | | |
| Output High Voltage, V _{OH} | I _{SOURCE} = 1 mA | IOVDD – 0.4 | | | V |
| Output Low Voltage, V _{OL} | I _{SINK} = 1 mA | | | 0.4 | V |
| CRYSTAL OSCILLATOR ¹ | 32.768 kHz crystal inputs | | | | |
| Logic Inputs, XTALI Only ¹⁶ | | | | | |
| Input Low Voltage, V _{INL} | | | | 0.8 | V |
| Input High Voltage, V _{INH} | | 1.7 | | | V |
| XTALI Capacitance | | | 6 | | pF |
| XTALO Capacitance | | | 6 | | pF |
| ON-CHIP LOW POWER OSCILLATOR | | | | | |
| Oscillator Frequency | | | 32.768 | | kHz |
| Accuracy | | –30 | ±10 | +30 | % |
| ON-CHIP HIGH FREQUENCY OSCILLATOR | | | | | |
| Oscillator Frequency | | | 16 | | MHz |
| Accuracy | –40°C to +125°C | –1.8 | | +1.4 | % |
| Long Term Stability ⁵ | | | 0.8 | | %/1000 Hr |
| PROCESSOR CLOCK RATE ¹ | Nine programmable core clock selections within specified range | 0.0625 | 0.5 | 16 | MHz |
| Using an External Clock | | 0.032768 | | 16 | MHz |
| PROCESSOR START-UP TIME ¹ | | | | | |
| At Power-On | Includes kernel power-on execution time | | 41 | | ms |
| After Reset Event | Includes kernel power-on execution time | | 1.44 | | ms |
| From Processor Power-Down (Mode 1, Mode 2, and Mode 3) | f _{CLK} is the Cortex-M3 core clock | | 3 to 5 | | f _{CLK} |
| From Total Halt or Hibernate Mode (Mode 4 or Mode 5) | | | 30.8 | | μs |
| POWER REQUIREMENTS | | | | | |
| Power Supply Voltages, V _{DD} | AVDD, IOVDD | 1.8 | | 3.6 | V |
| Power Consumption | | | | | |
| I _{DD} (MCU Active Mode) ^{17, 18} | Processor clock rate = 16 MHz; all peripherals on (CLKSYSDIV = 0) | | 5.5 | | mA |
| | Processor clock rate = 8 MHz; all peripherals on (CLKSYSDIV = 1) | | 3 | | mA |
| | Processor clock rate = 500 kHz; both ADCs on (input buffers off) with PGA gain = 4, 1 × SPI port on, all timers on | | 1 | | mA |
| I _{DD} (MCU Powered Down) | Full temperature range, total halt mode (Mode 4) | | 4 | | μA |
| | Reduced temperature range, –40°C to +85°C | | 4 | | μA |
| I _{DD, Total} (ADC0) ¹⁸ | PGA enabled, gain ≥ 32 | | 320 | | μA |
| PGA | Gain = 4, 8, or 16, PGA only | | 130 | | μA |
| | Gain = 32, 64, or 128, PGA only | | 180 | | μA |
| Input Buffers | 2 × input buffers = 70 μA | | 70 | | μA |
| Digital Interface and Modulator | | | 70 | | μA |

Apéndice D

Resolución del convertidor ADC según resistor R0



Apéndice E

Registros del convertidor ADC del componente ADuCM360

There is still significant space at the bottom end if the noise performance improves or if additional filtering is applied.

The ADC does not write new data into the ADCxDAT MMRs if the relevant RDY bits are set. However, this does not apply if the [ADuCM360/ADuCM361](#) is in power-down mode with DMA enabled, in which case ADCxDAT always contains the most recent ADC data.

The following should be noted:

- The error bit, ADCxSTA[4], can be used for detecting gross (that is, >30%) ADC overflow or underflow conditions.
- See the PGA Gain Configuration section for details about the 1 V output voltage limit when the PGA is enabled.
- If RDY is low, there is no guarantee that the ADCxDAT MMRs will be stable if they are read.
- If the ADCxRCR counter is active, the data registers are not updated until RDY is set (that is, when the ADCxRCR counter reaches the programmed limit). This is not true if the processor is off, in which case the ADCxDAT MMR(s) contains the most recent ADC result(s) when the processor wakes up.

Excitation Current Source

The [ADuCM360/ADuCM361](#) contains two matched software configurable current sources. These excitation currents are sourced from AVDD. They are individually configurable to give a current range of 10 μ A to 1 mA. The current output value is configured via IEXCDAT. These current sources can be used to excite an external resistive bridge or RTD sensors. The IEXCCON MMR controls the excitation current sources. IEXCCON[2:0] configure the output pin for Excitation Current Source 0. Similarly, IEXCCON[5:3] configure the output pin for Excitation Current Source 1.

It is also possible to configure both excitation current sources to output current to a single output pin, effectively doubling the output current by configuring both excitation current sources for the same pin. This allows up to 2 mA of output current on a single excitation pin. For example, setting IEXCCON = 0x64 and IEXCDAT = 0x3E results in a 2 mA output current on the AIN4 pin.

The excitation current source design by default uses an internal reference resistor. When using the internal reference resistor, the typical output current drift performance is 200 ppm/ $^{\circ}$ C. By using a low drift external 150 k Ω reference resistor and setting IEXCCON[6] = 0, the drift in the output current value can be reduced.

ADC CIRCUIT MEMORY MAPPED REGISTERS

Table 18. ADC0 Register Summary ([ADuCM360](#) Only)

| Address | Name | Description | Access | Default |
|------------|-----------|--|--------|---------------------------|
| 0x40030000 | ADC0STA | ADC status register | R | 0x00 |
| 0x40030004 | ADC0MSKI | Interrupt control register | RW | 0x00 |
| 0x40030008 | ADC0CON | Main control register | RW | 0x3038C |
| 0x4003000C | ADC0OF | Offset calibration register | RW | Set in production testing |
| 0x40030010 | ADC0INTGN | Gain calibration register when using internal reference | RW | Set in production testing |
| 0x40030014 | ADC0EXTGN | Gain calibration register when using external reference | RW | Set in production testing |
| 0x40030018 | ADC0VDDGN | Gain calibration register when using AVDD as the ADC reference | RW | 0x5555 |
| 0x4003001C | ADC0CFG | Control register for the V _{BIAS} voltage generator, ground switch, and external reference buffer | RW | 0x0000 |
| 0x40030020 | ADC0FLT | Filter configuration register | RW | 0x007D |
| 0x40030024 | ADC0MDE | Mode control register | RW | 0x0003 |
| 0x40030028 | ADC0RCR | Number of ADC0 conversions before an ADC interrupt is generated | RW | 001 |
| 0x4003002C | ADC0RCV | Current number of ADC0 conversion results | R | 0x0000 |
| 0x40030030 | ADC0TH | Sets the threshold | RW | 0x0000 |
| 0x40030034 | ADC0THC | Number of cumulative ADC0 conversion result readings above ADC0TH that must occur | RW | 0x01 |
| 0x40030038 | ADC0THV | 8-bit threshold exceeded counter register | R | 0x00 |
| 0x4003003C | ADC0ACC | 32-bit accumulator register | R | 0x00000000 |
| 0x40030040 | ADC0ATH | Holds the threshold value for the accumulator comparator | RW | 0x00000000 |
| 0x40030044 | ADC0PRO | Configuration register for postprocessing of ADC0 results | RW | 0x00 |
| 0x40030048 | ADC0DAT | Conversion result register | R | 0x00000000 |

Table 19. ADC1 Register Summary (ADuCM360 and ADuCM361)

| Address | Name | Description | Access | Default |
|------------|-----------|--|--------|---------------------------|
| 0x40030080 | ADC1STA | ADC status register | R | 0x00 |
| 0x40030084 | ADC1MSKI | Interrupt control register | RW | 0x00 |
| 0x40030088 | ADC1CON | Main control register | RW | 0x303FF |
| 0x4003008C | ADC1OF | Offset calibration register | RW | Set in production testing |
| 0x40030090 | ADC1INTGN | Gain calibration register when using internal reference | RW | Set in production testing |
| 0x40030094 | ADC1EXTGN | Gain calibration register when using external reference | RW | Set in production testing |
| 0x40030098 | ADC1VDDGN | Gain calibration register when using AVDD as the ADC reference | RW | 0x5555 |
| 0x4003009C | ADC1CFG | Control register for the V _{BIAS} voltage generator, ground switch, and external reference buffer | RW | 0x0000 |
| 0x400300A0 | ADC1FLT | Filter configuration register | RW | 0x007D |
| 0x400300A4 | ADC1MDE | Mode control register | RW | 0x0003 |
| 0x400300A8 | ADC1RCR | Number of ADC1 conversions before an ADC interrupt is generated | RW | 0x0001 |
| 0x400300AC | ADC1RCV | Current number of ADC1 conversion results | R | 0x0000 |
| 0x400300B0 | ADC1TH | Sets the threshold | RW | 0x0000 |
| 0x400300B4 | ADC1THC | Number of cumulative ADC1 conversion result readings above ADC1TH that must occur | RW | 0x01 |
| 0x400300B8 | ADC1THV | 8-bit threshold exceeded counter register | R | 0x00 |
| 0x400300BC | ADC1ACC | 32-bit accumulator register | R | 0x00000000 |
| 0x400300C0 | ADC1ATH | Holds the threshold value for the accumulator comparator | RW | 0x00000000 |
| 0x400300C4 | ADC1PRO | Configuration register for postprocessing of ADC1 results | RW | 0x00 |
| 0x400300C8 | ADC1DAT | Conversion result register | R | 0x00000000 |

Table 20. ADCSTEP Register Summary

| Address | Name | Description | Access | Default |
|------------|-----------|--|--------|------------|
| 0x400300E0 | DETCON | Control register for reference detection and the step detection filter | RW | 0x0000 |
| 0x400300E4 | DETSTA | Status register for detection | R | 0x00 |
| 0x400300E8 | STEPTH | Threshold for step detection filter | RW | 0x0000 |
| 0x400300EC | STEPDAT | Offers coarse data from the output of the step detection filter | R | 0x00000000 |
| 0x400300F8 | ADCDMACON | ADC DMA mode configuration register | RW | 0x0000 |

Table 21. Other ADC Register Summary

| Address | Name | Description | Access | Default |
|------------|---------|---|--------|---------|
| 0x40008840 | REFCTRL | Internal reference control register | RW | 0x0000 |
| 0x40008850 | IEXCCON | Controls the on-chip excitation current sources | RW | 0xC0 |
| 0x40008854 | IEXCDAT | Sets the output current setting for both excitation current sources | RW | 0x06 |

ADC Registers**ADC Status Registers**Address: 0x40030000, Reset: 0x00, Name: ADC0STA (**ADuCM360** Only)Address: 0x40030080, Reset: 0x00, Name: ADC1STA (**ADuCM360** and **ADuCM361**)

Table 22. Bit Descriptions for ADCxSTA

| Bits | Name | Description |
|------|-----------|---|
| 7:6 | Reserved | |
| 5 | ADCxCAL | ADC calibration status bit. Set to 1 when an ADC calibration is complete. Cleared to 0 after reading ADCxSTA. |
| 4 | ADCxERR | ADC conversion error status bit. Set to 1 when an underrange or overrange error occurs. Cleared to 0 after reading ADCxSTA. |
| 3 | ADCxATHEX | ADC accumulator comparator threshold status bit. Valid only if the ADC accumulator is enabled via the ADCxPRO register. Set to 1 when the ADC accumulator value in ADCxACC exceeds the threshold value programmed in the ADC comparator threshold register, ADCxATH. Cleared to 0 when the value in ADCxACC does not exceed the value in ADCxATH. |
| 2 | ADCxTHEX | ADC comparator threshold. Valid only if the ADC comparator is enabled via the ADCxPRO register. Set to 1 if the absolute value of the ADC conversion result exceeds the value written in the ADCxTH register. If the ADC threshold counter is used (ADCxRCR), this bit is set only when the specified number of ADC conversions equals the value in the ADCxTHV register. Otherwise, this bit is cleared. This bit is cleared by hardware when reconfiguring the ADC. See Code Example for more details |
| 1 | ADCxOVR | DC overrange bit. Set to 1 if the overrange detection function is enabled via the ADCxPRO register. This bit is set by hardware if the ADC input is grossly (>30% approximate) overrange. This bit is updated every 500 μ s. Cleared to 0 by software when ADCxPRO[1] is cleared or if the ADC gain is changed in ADCxMDE. |
| 0 | ADCxRDY | Valid conversion result. Set to 1 by hardware as soon as a valid conversion result is written in the ADCDAT register if the ADC channel is enabled. If the ADC counter register is used (ADCxRCR), this bit is set only when the specified number of ADC conversions equals the value in the ADCxRCR register. Cleared to 0 after reading ADCDAT. |

Interrupt Control RegisterAddress: 0x40030004, Reset: 0x00, Name: ADC0MSKI (**ADuCM360** Only)Address: 0x40030084, Reset: 0x00, Name: ADC1MSKI (**ADuCM360** and **ADuCM361**)

Table 23. Bit Descriptions for ADCxMSKI

| Bits | Name | Description |
|------|----------|---|
| 7:4 | Reserved | |
| 3 | ATHEX | ADC accumulator comparator threshold status bit mask. 0: Disable the interrupt (default). 1: Enable an interrupt when the ADCxATHEX bit in the ADCxSTA register is set. |
| 2 | THEX | ADC comparator threshold mask. 0: Disable the interrupt (default). 1: Enable an interrupt when the ADCxTHEX bit in the ADCxSTA register is set. |
| 1 | OVR | ADC overrange bit mask. 0: Disable the interrupt (default). 1: Enable an interrupt when the ADCxOVR bit in the ADCxSTA register is set. |
| 0 | RDY | Valid conversion result mask. 0: Disable the interrupt (default). 1: Enable an interrupt when the ADCxRDY bit in the ADCxSTA register is set. |

Control Registers

Address: 0x40030008, Reset: 0x3038C, Name: ADC0CON (**ADuCM360 Only**)

Address: 0x40030088, Reset: 0x303FF, Name: ADC1CON (**ADuCM360 and ADuCM361**)

Table 24. Bit Descriptions for ADCxCON

| Bits | Name | Description |
|-------|----------|--|
| 31:20 | Reserved | |
| 19 | ADCEN | Enable bit. 0: Power down the ADC, and clear the ADCxRDY bit. 1: Enable the ADC. |
| 18 | ADCCODE | ADC output coding. This bit also affects the coding of the accumulator (ADCxACC) and ADCxTH. 0: Twos complement (bipolar); note that ADCDAT >> 1. 1: Unipolar. |
| 17 | BUFPOWN | Negative buffer power. 0: Negative buffer enabled. 1: Negative buffer powered down. |
| 16 | BUFPOWP | Positive buffer power. 0: Positive buffer enabled. 1: Positive buffer powered down. |
| 15 | BUFBYPP | Positive buffer bypass. 0: Positive buffer not bypassed. 1: Positive buffer bypassed. |
| 14 | BUFBYPN | Negative buffer bypass. 0: Negative buffer not bypassed. 1: Negative buffer bypassed. |
| 13:12 | ADCREF | Reference selection. 00: INTREF-AGND. 01: EXTREF. The external buffer mode is set in the ADCxCFG register. 10: EXTREF2IN (valid only for ADC1). EXTREF2IN+ buffer controlled via ADCxCFG. 11: AVDD-AGND. |
| 11:10 | ADCDIAG | Diagnostic current bits. 00: Current source off. 01: Enable current (50 μ A) on selected positive input (for example, AIN0). 10: Enable current (50 μ A) on selected negative input (for example, AIN1). 11: Enable current (50 μ A) on selected input (for example, AIN0 and AIN1). |
| 9:5 | ADCCP | Positive input channel selection. 00000: AIN0. 00001: AIN1. ... 01011: AIN11. 01111: AGND. 11100: All channels off (default). 01100: DAC output (valid only for ADC1). 01101: AVDD/4 (valid only for ADC1). 01110: IOVDD/4 (valid only for ADC1). 10000: Temperature sensor (valid only for ADC1). 11111: All channels off (default) (valid only for ADC1). |
| 4:0 | ADCCN | Negative input channel selection. 00000: AIN0. 00001: AIN1. 01011: AIN11. 01111: AGND. 01100: DAC output. 11111: Reserved. 10001: Temperature sensor (valid only for ADC1). For all other internal channel measurements, select AGND. |

Offset Calibration Registers

The offset registers are signed, in twos complement form. A code of 0000 means subtract 0 offset. This does not change to unipolar if the ADCCODE bit in ADCxCON is set.

The user can only write to the offset registers when the ADC is at idle. But a software delay of 6 μ s is required between writing to ADCxMDE and writing to the offset or gain register.

The valid range of the ADCxOF register is 0xA000 to 0x5FFF. Using values outside this range generates an under/over range error. The offset is compensated for before shifting the ADC results, depending on the gain setting. Therefore, the LSB weight of the ADCxOF register is independent from the gain settings (LSB weight = $2 \times V_{REF}/49150 = 48.8 \mu$ V) and the offset must be adjusted when changing gain settings.

Address: 0x4003000C, **Reset:** Factory defined, **Name:** ADC0OF ([ADuCM360 Only](#))

Address: 0x4003008C, **Reset:** Factory defined, **Name:** ADC1OF ([ADuCM360](#) and [ADuCM361](#))

Table 25. Bit Descriptions for ADCxOF

| Bits | Name | Description |
|------|-------|--|
| 15:0 | VALUE | ADC offset calibration coefficient. Valid range: 0xA000 to 0x5FFF. |

Gain Calibration Registers

There are three types of gain registers:

- One when the internal reference configuration is used
- One when the external reference configuration is used
- One when the AVDD reference configuration is used

The corresponding ADCGN is applied according to the reference configuration.

The gain register is an unsigned number, representing a scaling factor. The maximum value is 0xFFFF, and the nominal value is 0x5555.

The gain calibration registers are written with factory calibrated values at power-on or reset. The register is overwritten if a gain calibration is initiated by the user via the ADCxMDE register.

ADC internal full-scale calibration is only intended to work when gain = 1. User can write to gain registers only when the ADC is in idle or power-down mode or when ADCEN = 0 (ADCxCON[19]). However, a software delay is required between writing to ADCxMDE and writing to the offset or gain register. A delay of 6 μ s is recommended.

Factory calibration is performed for the internal reference only and is stored in ADCxINTGN. The user must populate ADCxEXTGN and ADCxVDDGN before using the part.

Gain Calibration Registers When Using Internal Reference Register

Address: 0x40030010, **Default:** Factory Defined, **Name:** ADC0INTGN ([ADuCM360 Only](#))

Address: 0x40030090, **Default:** Factory Defined, **Name:** ADC1INTGN ([ADuCM360](#) and [ADuCM361](#))

Table 26. Bit Descriptions for ADCxINTGN

| Bits | Name | Description |
|------|-------|--|
| 15:0 | VALUE | ADC 16-bit gain calibration coefficient. Use when the internal reference is selected as the reference. |

Gain Calibration Register When Using External Reference Register

Address: 0x40030014, **Default:** Factory Defined, **Name:** ADC0EXTGN ([ADuCM360 Only](#))

Address: 0x40030094, **Default:** Factory Defined, **Name:** ADC1EXTGN ([ADuCM360](#) and [ADuCM361](#))

Table 27. Bit Descriptions for ADCxEXTGN

| Bits | Name | Description |
|------|-------|--|
| 15:0 | VALUE | ADC 16-bit gain calibration coefficient. Use when the external reference is selected as the reference. |

Gain Calibration Register When Using AVDD as the ADC Reference Register

Address: 0x40030018, Reset: 0x5555, Name: ADC0VDDGN (ADuCM360 Only)

Address: 0x40030098, Reset: 0x5555, Name: ADC1VDDGN (ADuCM360 and ADuCM361)

Table 28. Bit Descriptions for ADCxVDDGN

| Bits | Name | Description |
|------|-------|--|
| 15:0 | VALUE | ADC 16-bit gain calibration coefficient. Use when AVDD is selected as the reference. |

Configuration Register

Address: 0x4003001C, Reset: 0x0000, Name: ADC0CFG (ADuCM360 Only)

Address: 0x4003009C, Reset: 0x0000, Name: ADC1CFG (ADuCM360 and ADuCM361)

ADC0CFG and ADC1CFG are the same physical register, which is shared between both ADCs, but the register has a dual address for ADC DMA writes.

Table 29. Bit Descriptions for ADCxCFG

| Bits | Name | Description |
|-------|------------------------------------|--|
| 15 | SIMU (valid for ADuCM360 only). | 0: Enable simultaneous sampling. ADC1FLT settings are used for both ADCs (valid for ADuCM360 only). 1: Independent ADC sampling. (Valid for ADuCM360 only). Reserved for ADuCM361. |
| 14 | Reserved | |
| 13 | BOOST30 | Boost the V_{BIAS} current source ability by 30 times. Note that this increases the current consumption. 0: Disable the boost current. 1: Enable the boost current. |
| 12:11 | Reserved | |
| 10:8 | PINSEL | Enable the V_{BIAS} generator, and send V_{BIAS} to a selected AIN pin. 000: Disable. 001: Reserved. 010: Reserved. 011: Reserved. 100: Send to AIN7. 101: Reserved. 110: Send to AIN11. 111: Disable. |
| 7 | GNDSWON | GND_SW. 0: Analog ground switch is disconnected from the external pin. 1: Connect the external GND_SW pin to an internal analog ground reference point. This bit can be used to connect and disconnect external circuits and components to ground under program control and, thereby, minimize dc current consumption when the external circuit or component is not being used. |
| 6 | GNDSWRESEN | 20 k Ω resistor in series with GND_SW. 0: Disable a 20 k Ω resistor in series with the ground switch. 1: Enable a 20 k Ω resistor in series with the ground switch. |
| 5:2 | Reserved | |
| 1:0 | EXTBUF | Enable external buffers. 00: Both external reference buffers are powered down and bypassed. 01: External buffers are enabled. The VREF+ and VREF- inputs are selected as buffer inputs. 10: External buffers are enabled. The VREF+ and EXTREF2IN+ inputs are selected as buffer inputs. 11: External buffer on VREF+ is enabled. External buffer on VREF- is powered down and bypassed. |

Filter Configuration Registers

Address: 0x40030020, Reset: 0x007D, Name: ADC0FLT (ADuCM360 Only)

Address: 0x400300A0, Reset: 0x007D, Name: ADC1FLT (ADuCM360 and ADuCM361)

Table 30. Bit Descriptions for ADCxFLT

| Bits | Name | Description |
|------|----------|---|
| 15 | CHOP | Enables system chopping. Enabling system chopping results in very low offset errors and drift. 0: Disable system chopping. 1: Enable system chopping. |
| 14 | RAVG2 | Enables a running average-by-2. Enabling the average-by-2 function reduces the ADC noise. This feature is automatically active when chopping is enabled and is an optional feature when chopping is inactive. It does not reduce the output rate with chop-off, but does increase the settling-time by one conversion. 0: Disable running average-by-2 function. 1: Enable running average-by-2 function. |
| 13 | Reserved | |
| 12 | SINC4EN | Enable the sinc4 filter instead of the sinc3 filter. Note that when the output rate is less than 488 Hz, this bit must not be set. When the output rate is greater than or equal to 488 Hz, setting this bit enables the sinc4 filter. The sinc4 filter is recommended when the output rate is greater than 488 Hz; in such cases, the sinc3 filter is insufficient to filter out the quantization noise. 0: Disable sinc4 filter and enable sinc3 filter. 1: Enable sinc4 filter and disable sinc3 filter. |
| 11:8 | AF | Averaging factor, #Aves = AF + 1, where AF implements a programmable first-order sinc postfilter. This additional averaging factor (AF) further reduces the ADC output rate. There are restrictions on the maximum allowable values of SF and AF (see Table 16 and Table 17). |
| 7 | NOTCH2 | Sinc3/Sinc 4 modify. 0: Disable filter notch. 1: Set by user to modify the standard sinc3/sinc 4 frequency response to increase the filter stop-band rejection by approximately 5 dB. This is achieved by inserting a second notch (NOTCH2) at $f_{NOTCH2} = 1.2 \times f_{NOTCH}$, where f_{NOTCH} is the location of the first notch in the response. The second notch is generally at $(6/5) \times$ the main sinc notch to generate notches at both 50 Hz and 60 Hz. |
| 6:0 | SF | Sinc3/Sinc4 filter decimation factor. SF controls the oversampling rate/decimation factor of the sinc3/sinc4 filter. The default value for these bits is 0x7D. The conversion rate from the sinc3/sinc4 filter is given in Table 16, and the allowable combination of SF and AF are available in Table 17. |

Apéndice F

Registros del bloque PWM componente ADuCM360

PWM INTERRUPT GENERATION

PWM Trip Function Interrupt

When the PWM trip function is enabled (TRIPEN, PWMCON1[6]) and the PWM trip input signal goes low (falling edge), the PWM peripheral disables itself (PWMCON0[0] = 0). It also generates the PWM trip interrupt. The interrupt is cleared by setting PWMCLRI[4].

When using the PWM trip interrupt, the PWM interrupt should be cleared before exiting the ISR. This prevents the generation of multiple interrupts.

PWM Output Pairs Interrupts

In standard mode, each PWM pair has a dedicated interrupt: IRQPWM0, IRQPWM1, IRQPWM2.

When the interrupt generation is enabled (PWMCON0[10]) and the counter value for Pair 0 changes from PWM0LEN to 0, it also generates the IRQPWM0 interrupt.

The interrupt is cleared by setting PWMCLRI[0].

When the interrupt generation is enabled (PWMCON0[10]) and the counter value for Pair 1 changes from PWM1LEN to 0, it also generates the IRQPWM1 interrupt.

The interrupt is cleared by setting PWMCLRI[1].

When the interrupt generation is enabled (PWMCON0[10]) and the counter value for Pair 2 changes from PWM2LEN to 0, it also generates the IRQPWM2 interrupt.

The interrupt is cleared by setting PWMCLRI[2].

In H-bridge mode, Pair 0 and Pair 1 are used in the bridge configuration and generate 1 interrupt only, IRQPWM0. While Pair 0 and Pair 1 are in H-bridge mode, Pair 2 can be used in standard mode and it generates the IRQPWM2 interrupt.

PWM MEMORY MAPPED REGISTERS

Table 204. PWM Memory Mapped Registers Address Table (Base Address: 0x40001000)

| Offset | Name | Description | Access | Default |
|--------|----------|---|-----------------|---------|
| 0x000 | PWMCON0 | PWM Control Register 0 | RW | 0x0012 |
| 0x004 | PWMCON1 | Trip control register | RW ¹ | 0x0000 |
| 0x008 | PWMCLRI | PWM interrupt clear | W | 0x0000 |
| 0x010 | PWM0COM0 | Compare Register 0 for PWM0 and PWM1 | RW | 0x0000 |
| 0x014 | PWM0COM1 | Compare Register 1 for PWM0 and PWM1 | RW | 0x0000 |
| 0x018 | PWM0COM2 | Compare Register 2 for PWM0 and PWM1 | RW | 0x0000 |
| 0x01C | PWM0LEN | Period value register for PWM0 and PWM1 | RW | 0x0000 |
| 0x020 | PWM1COM0 | Compare Register 0 for PWM2 and PWM3 | RW | 0x0000 |
| 0x024 | PWM1COM1 | Compare Register 1 for PWM2 and PWM3 | RW | 0x0000 |
| 0x028 | PWM1COM2 | Compare Register 2 for PWM2 and PWM3 | RW | 0x0000 |
| 0x02C | PWM1LEN | Period value register for PWM2 and PWM3 | RW | 0x0000 |
| 0x030 | PWM2COM0 | Compare Register 0 for PWM4 and PWM5 | RW | 0x0000 |
| 0x034 | PWM2COM1 | Compare Register 1 for PWM4 and PWM5 | RW | 0x0000 |
| 0x038 | PWM2COM2 | Compare Register 2 for PWM4 and PWM5 | RW | 0x0000 |
| 0x03C | PWM2LEN | Period value register for PWM4 and PWM5 | RW | 0x0000 |

¹ RW8 is eight bits, read or write.

PWM Control Register 0

Address: 0x40001000, Reset: 0x0020, Name: PWMCON0

Table 205. PWMCON0 Register Bit Descriptions

| Bit Position | Name | Description |
|--------------|----------|---|
| 15 | SYNC | PWM synchronization. 0: Ignore transitions on the PWMSYNC pin. 1: All PWM counters are reset on the next clock edge after the detection of a falling edge on the PWNSYNC pin. |
| 14 | Reserved | |
| 13 | PWM5INV | Pair 2 low-side polarity (PWM5). Available in standard mode only. 0: PWM5 is normal. 1: Invert PWM5. |
| 12 | PWM3INV | Pair 1 low-side polarity (PWM3). Available in standard mode only. 0: PWM3 is normal. 1: Invert PWM3. |
| 11 | PWM1INV | Pair 0 low-side polarity (PWM1). Available in standard mode only. 0: PWM1 is normal. 1: Invert PWM1. |
| 10 | PWMIEN | 0: Disables the PWM interrupts. 1: Enables PWM interrupts. |
| 9 | ENA | If HOFF = 0 and HMODE = 1. Available in H-bridge mode only. 0: Disable PWM outputs. 1: Enable PWM outputs. |
| 8:6 | PRE | PWM clock prescaler. Sets UCLK divider. 000: UCLK/2. 001: UCLK/4. 010: UCLK/8. 011: UCLK/16. 100: UCLK/32. 101: UCLK/64. 110: UCLK/128. 111: UCLK/256. |
| 5 | POINV | PWM polarity. Available in H-bridge mode only. 0: PWM outputs as normal. 1: Invert all PWM outputs. |
| 4 | HOFF | High-side off. Available in H-bridge mode only. 0: PWM outputs as normal. 1: Forces PWM0 and PWM2 outputs high and PWM1 and PWM3 low (default). |
| 3 | LCOMP | Load compare registers. Available in H-bridge and standard modes. 0: Use the values previously stored in the internal compare registers. 1: Load the internal compare registers with the values in PWMxCOMx on the next transition of the PWM timer from 0x00 to 0x01 (PWM timer overflow). |
| 2 | DIR | Direction control. Available in H-bridge mode only. 0: Enable PWM2 and PWM3 as the output signals while PWM0 and PWM1 are held low. 1: Enables PWM0 and PWM1 as the output signals while PWM2 and PWM3 are held low. |
| 1 | MOD | PWM mode of operation. 0: PWMs in standard mode. 1: Enables H-bridge mode and Bits[5:2] of PWMCON0 (default). |
| 0 | ENABLE | PWM output enable. 0: Disables all PWM outputs. 1: Enables all PWM outputs. |

Note that

- Except for LCOMP, all other bits of PWMCON0 register can be changed only when ENABLE is low.
- When LCOMP is written with Value 1, it stays at that value until the new value is loaded in the compare registers for all the channels.

PWM1 Control Register

Address: 0x40001004, Reset: 0x0020, Name: PWMCON1

Table 206. PWMCON1 Register Bit Descriptions

| Bits | Name | Description |
|------|----------|---|
| 15:7 | Reserved | Reserved. Reads 0. |
| 6 | TRIPEN | 0: Disable PWM trip functionality. 1: Enable PWM trip functionality. |
| 5:0 | Reserved | Reserved. |

PWMCLRI Register

Address: 0x40001008, Reset: 0x0020, Name: PWMCLRI

Table 207. PWMCLRI Register Bit Descriptions

| Bits | Name | Description |
|------|----------|---|
| 15:5 | Reserved | Reserved. These bits always read 0. |
| 4 | TRIP | 1: Clear the latched TRIPRQPWM interrupt. This bit always reads 0. |
| 3 | Reserved | This bit always reads 0. |
| 2 | PWM2 | 1: Clear the latched IRQPWM2 interrupt. This bit always reads 0. |
| 1 | PWM1 | 1: Clear the latched IRQPWM1 interrupt. This bit always reads 0. |
| 0 | PWM0 | 1: Clear the latched IRQPWM0 interrupt. This bit always reads 0. |

Bibliografía

- [1] UPC. *Spherical Wind Sensor for the Atmosphere of Mars*. IEEE Sensors Journal, 2016.
- [2] UPC. *Heat Flow Dynamics in Thermal Systems Described by Diffusive Representation*. IEEE Sensors Journal, 2017.
- [3] Manuel Domínguez. *A hot film anemometer for the Martian atmosphere*. Planetary and Space Science 56, 2008.
- [4] C. F. Wilson. *Measurement of wind on the surface of Mars*. Ph.D. dissertation, 2003.
- [5] Lukasz Kowalski. *Thesis*. UPC, 2009.

Glosario

- **REMS:** *Rover Environmental Monitoring Station*: se trata de la estación meteorológica presente en el rover *Curiosity* enviado a Marte en el año 2011.
- **UPC:** Universitat Politècnica de Catalunya
- **NASA:** *National Aeronautics and Space Administration*: se trata de la agencia gubernamental encargada del programa espacial de los Estados Unidos.
- **ADC:** *Analog-to-digital converter*: se trata del sistema encargado de convertir una señal analógica recibida en su entrada por otra digital en su salida.
- **CPA:** *Constant Power Anemometry*: se trata de uno de los modos de operación de la anemometría térmica, explicado en detalle en el capítulo 2.
- **CTA:** *Constant Temperature Anemometry*: se trata de uno de los modos de operación de la anemometría térmica, explicado en detalle en el capítulo 2.
- **PCB:** *Printed Circuit Board* o placa de circuito impreso.
- **MCU:** *Microcontroller Unit* o microcontrolador, se trata de un circuito integrado programable, capaz de ejecutar las órdenes grabadas en su memoria.
- **CPU:** *Central Processing Unit* o unidad central de procesamiento, se trata del hardware integrado en dispositivos programables que cumple la tarea de procesar todas las funciones del sistema.
- **ROM:** *Read Only Memory* o memoria de solo lectura, se trata de un medio de almacenamiento de información presente en dispositivos electrónicos que permite solo la lectura de dicha información, no la escritura.
- **RAM:** *Random Access Memory* o memoria de acceso aleatorio, se trata de un medio de almacenamiento de memoria utilizada como memoria de trabajo de computadoras y otros dispositivos.

- **LSB:** *Least Significant Bit* o bit menos significativo es la posición de bit en un número binario que tiene el mínimo valor.
- **SAR:** *Successive Approximation Register*: se trata de un tipo de convertidor analógico a digital que convierte una señal analógica continua a una representación digital discreta.
- **PWM:** *Pulse Width Modulation*
- **UART:** *Universal Asynchronous Receiver-Transmitter* o transmisor/receptor asíncrono universal, se trata del dispositivo que controla los puertos y dispositivos serie.
- **RTD:** *Resistance Temperature Detector* o detector de temperatura resistivo, se trata de un sensor de temperatura basado en la variación de la resistencia de un conductor.
- **GND:** *Ground* o masa.
- **AF:** *Average Factor* o factor promedio.
- **GPIO:** *General Purpose Input/Output* o entrada/salida de propósito general, se trata de un pin genérico cuyo comportamiento se puede programar por el usuario.